8

AMPLIFICADORES SINTONIZADOS

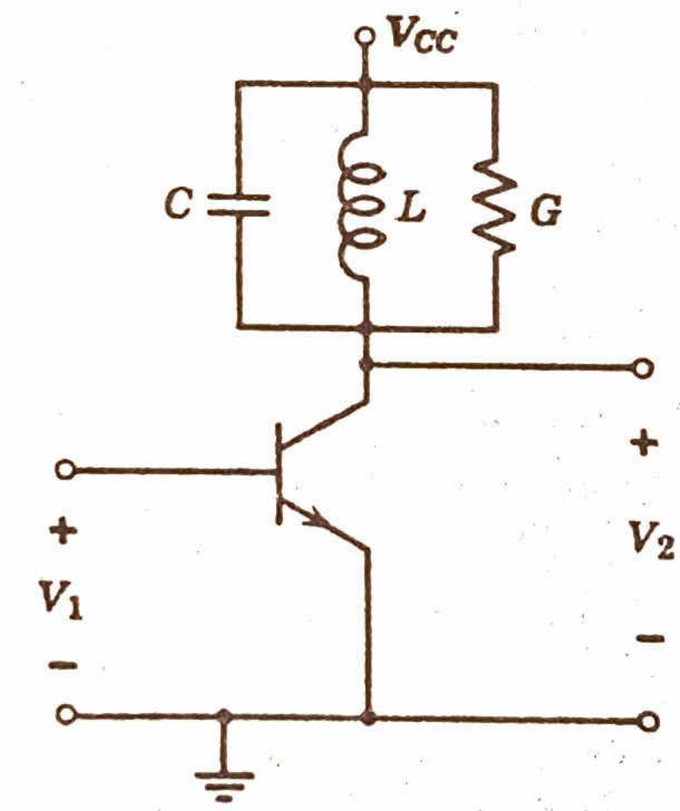
8.0 Introducción

Los capítulos precedentes han presentado modelos de transistores para señales débiles y han mostrado cómo se utilizan estos modelos para el análisis y diseño de algunos circuitos amplificadores importantes. El objetivo de este capítulo es extender estas técnicas al caso de los amplificadores transistorizados que emplean circuitos sintonizados.

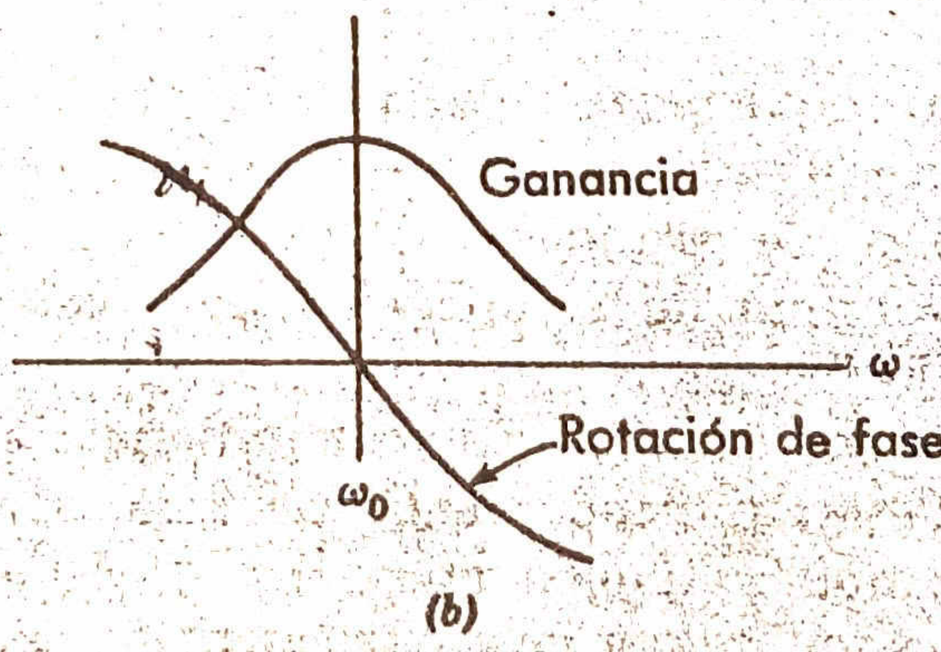
Los amplificadores sintonizados se emplean siempre que es necesario amplificar señales en un dominio específico de frecuencias y rechazar las señales a todas las demás frecuencias. En consecuencia las características deseadas de un amplificador sintonizado son que proporcione tanta ganancia como sea posible, constante en una anchura de banda determinada centrada en la frecuencia especificada, y tanto rechazo de señal como sea posible fuera de esta banda específica. Otras características detalladas de la respuesta de frecuencia son importantes, en particular cuando la señal que se tiene que amplificar es una señal modulada (por ejemplo modulada en amplitud o en frecuencia) que consiste en una portadora sinusoidal y un cierto número de otras señales sinusoidales que forman un espectro de frecuencias *simétrico* alrededor de esta portadora. Para conservar la forma de la señal moduladora, es deseable que a lo largo de la banda pasante la ganancia sea prácticamente constante y la fase sea una función razonablemente lineal de la frecuencia. Las pequeñas desviaciones respecto a este caso ideal que tienen lugar en las características

de ganancia y de fase deberían, como el espectro de la señal, ser simétricas en relación al centro de la banda pasante. Afortunadamente, por consideraciones teóricas de peso, los diseños que proporcionan una ganancia uniforme también tienden a proporcionar una rotación de fase lineal.

En la Fig. 8.1*a* se puede ver el diagrama de circuito de un amplificador sintonizado simple transistorizado. Según las consideraciones precedentes, deseamos diseñar este amplificador para que tenga una respuesta a las frecuencias de la forma general indicada en la Fig. 8.1*b*. Es decir, deseamos tener una característica de amplitud simétrica centrada en la pulsación ω_0. La característica de fase que se muestra en la figura es



(*a*)



(*b*)

Fig. 8.1. Amplificador transistorizado sintonizado. (*a*) Circuito. (*b*) Características deseadas de ganancia y fase.

la asociada al circuito sintonizado solo. Como veremos después habrá una cierta rotación de fase adicional asociada al amplificador. En muchos diseños es posible elegir la pulsación central ω_0 de manera que sea mucho mayor que la anchura de banda requerida. Tal amplificador se denomina de *banda estrecha*, único tipo que consideraremos en este capítulo.

Esta característica de banda estrecha permite cierta simplificación de los problemas de análisis y diseño de los amplificadores sintonizados. Pero la presencia de circuitos sintonizados en la salida, y en última instancia también en la entrada, de tales amplificadores presenta algunas dificultades fundamentales que habíamos tenido poca oportunidad de considerar anteriormente en los problemas de una sola etapa. Estas dificultades provienen del hecho de que *una etapa con un solo transistor puede ser inestable (es decir, puede oscilar) en presencia de ciertas combinaciones de generadores pasivos e impedancias de carga normales.*

Hasta ahora hemos considerado principalmente amplificadores pasabaja y, correspondientemente, sólo cargas e impedancias de generador resistivas (o en el peor de los casos combinaciones RC). Además, también nos hemos concentrado en la conexión emisor común del transistor, y se deduce que esta conexión permanecce estable en todas las combinaciones de una carga RC y de las impedancias de generador. Es decir, el acoplamiento entre la salida y la entrada a través de g_μ, C_μ y C_{sc} del modelo completo híbrido-π (Fig. 3.12) simplemente no está en la fase correcta para producir oscilaciones siempre que las impedancias del generador y de la carga sean del tipo RC. Nótese, sin embargo, que pronto encontraremos una dificultad en la conexión colector común con una carga capacitiva (ver la Sec. 7.2 o el Prob. P.7.6), y de hecho un transistor con esta conexión puede oscilar con cargas RC si sucede que la impedancia de generador es inductiva.

El nuevo punto importante relativo al amplificador sintonizado es el hecho de que los circuitos sintonizados de banda estrecha presentan susceptancias que varían de grandes valores *capacitivos* a grandes valores *inductivos* en un dominio de frecuencias muy estrecho. Cuando la frecuencia central es lo bastante elevada para que el acoplamiento proporcionado por C_μ o C_{sc} sea importante, y la ganancia a la frecuencia central grande (puesto que el amplificador está diseñado con este propósito), una etapa en emisor común se puede encontrar fácilmente con impedancias de carga y de generador *inductivas* a frecuencias cercanas al centro de la banda, donde la ganancia de tensión es todavía elevada. En estas circunstancias pueden tener lugar oscilaciones, debido al acoplamiento capacitivo entre la entrada y la salida, y suprimir estas oscilaciones se convierte en una parte importante del problema de diseño de amplificadores sintonizados. No nos sorprenderá que se necesite una reducción del acopla-

miento entre la entrada y la salida o de la ganancia para resolver estas dificultades.

8.1 Ganancia de tensión de los amplificadores sintonizados

Para analizar el circuito de la Fig. 8.1*a*, debemos elegir primero un modelo conveniente para el transistor. Hemos señalado anteriormente que en los capítulos precedentes nuestro estudio de los amplificadores transistorizados en condiciones de funcionamiento de señales débiles se ha centrado en el caso de banda ancha, principalmente pasa-baja. En consecuencia, el transistor se ha caracterizado principalmente por el modelo híbrido-π. Para esta finalidad este modelo presenta algunas características favorables, al incluir parámetros que están muy relacionados a los procesos físicos que tienen lugar en el transistor, y valores de parámetros que son esencialmente independientes de la frecuencia. Sin embargo, entre las características menos deseables del modelo híbrido-π está el hecho de que al contener elementos "intrínsecos" solamente es adecuado hasta cerca de ω_b (ver la Ec. 3.46), y exactamente en el intervalo entre ω_b y ω_T donde deseamos a menudo que funcione el transistor en los amplificadores sintonizados. Así pues, para obtener un modelo utilizable en este intervalo debemos añadir al modelo intrínseco elementos "extrínsecos" que representan la capacidad del diodo solapado, la del receptáculo, y en algunos casos también la inductancia del conductor del emisor, todo lo cual complica considerablemente el modelo y el problema de su análisis.

Puesto que estamos interesados en analizar el comportamiento del circuito solamente en una banda estrecha de frecuencias, es posible suprimir algunas de las dificultades anteriores utilizando el modelo de los parámetros y (Fig. 3.9) para representar al transistor. El modelo de los parámetros y, que es una verdadera estructura en π, es topológicamente algo más simple que el modelo híbrido-π, y en una banda estrecha los parámetros y son funciones relativamente simples de la frecuencia. La desventaja de este procedimiento es que la variación de los parámetros y en función del punto de funcionamiento no es una cuestión simple porque los parámetros y no están relacionados de un modo sencillo con los mecanismos físicos del transistor. Entonces, tomando como base el modelo de los parámetros y llegamos al modelo para señales débiles de la Fig. 8.2 correspondiente al amplificador sintonizado.

La Fig. 3.16 muestra un conjunto representativo de parámetros admitancia en emisor común en función de la frecuencia. Estas curvas indican que los parámetros admitancia son funciones lentamente variables de la frecuencia. Si el término "amplificador de banda estrecha" se toma

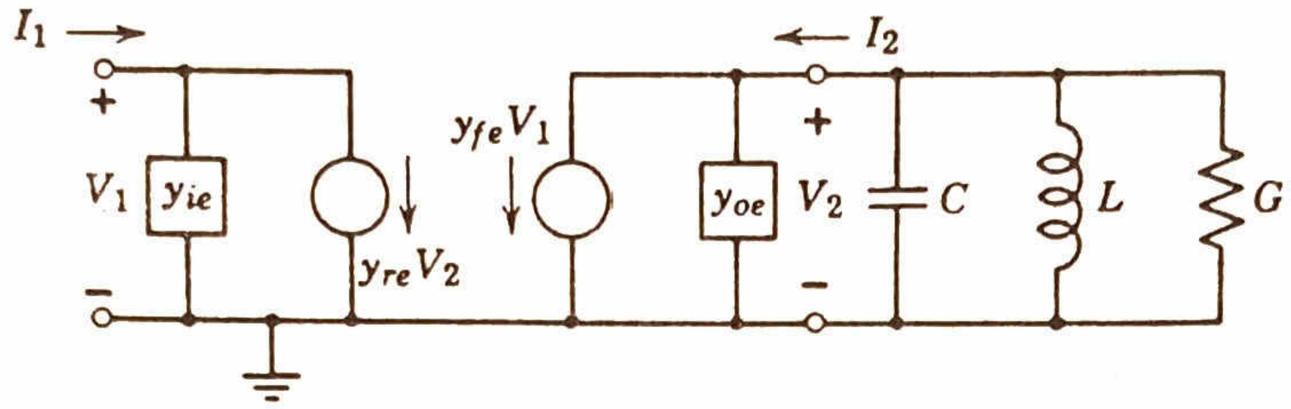


Fig. 8.2. Modelo para señales débiles del amplificador sintonizado.

para significar un amplificador en el que la anchura de banda no es mayor que un 10 % de la frecuencia central, representar cada parámetro admitancia por los dos primeros términos de su desarrollo en serie de Taylor respecto a ω_0 constituirá aproximación satisfactoria. En realidad, se logra una precisión adecuada tomando los primeros dos términos de la parte imaginaria del desarrollo, y solamente el término constante de la parte real. Tenemos que tomar dos términos de la parte imaginaria porque estamos tratando con un sistema resonante en el que las partes imaginarias de los parámetros y se pueden compensar en la vecindad de la pulsación central ω_0. Concretamente, entonces, el valor aproximado de y_{ie} es el siguiente:

$$y_{ie} = g_{ie} + j\omega_0 C_{ie} + j(\omega - \omega_0)C'_{ie} \tag{8.1}$$

donde g_{ie} y $\omega_0 C_{ie}$ son las partes real e imaginaria de y_{ie} calculadas a la pulsación central $\omega = \omega_0$, y

$$C'_{ie} = \frac{d}{d\omega} \operatorname{Im}[y_{ie}] \,|_{\omega=\omega_0} \tag{8.2}$$

Análogamente,

$$y_{fe} = g_{fe} + j\omega_0 C_{fe} + j(\omega - \omega_0)C'_{fe} \tag{8.3}$$

$$y_{oe} = g_{oe} + j\omega_0 C_{oe} + j(\omega - \omega_0)C'_{oe} \tag{8.4}$$

$$y_{re} = g_{re} + j\omega_0 C_{re} + j(\omega - \omega_0)C'_{re} \tag{8.5}$$

En los transistores en emisor común, las partes imaginarias de los parámetros y son generalmente capacitivas, aumentando su valor con la frecuencia (ver la Fig. 3.16). Los parámetros de las Ecs. 8.1, 8.3, 8.4 y 8.5 se determinan, ya sea por el fabricante o por el usuario, por medio de medidas efectuadas en el transistor en el punto de funcionamiento que interese. En consecuencia todos los efectos parásitos perjudiciales que se han mencionado antes ya están incluidos en los parámetros medidos.

Para empezar el estudio del amplificador sintonizado de la Fig. 8.1*a*,

calculemos la ganancia de tensión V_2/V_1. Según se indicó en el Capítulo 3, desde luego son necesarios en general dos cálculos para describir el comportamiento del amplificador en condiciones arbitrarias de carga y del generador. Si calculamos la ganancia de tensión o de intensidad y la impedancia de entrada del transistor, todo ello para una impedancia de carga arbitraria, podemos entonces encontrar fácilmente la ganancia para una impedancia de generador cualquiera. También podemos calcular el equivalente de Thevenin o de Norton del transistor y del generador calculando la tensión de salida en circuito abierto o la intensidad de salida en cortocircuito y la impedancia de salida del transistor, todo ello con una impedancia dada arbitraria del generador. Entonces podemos calcular fácilmente la respuesta del circuito para una impedancia de carga arbitraria. Puesto que hemos elegido la representación del transistor por medio de los parámetros y, es más sencillo calcular la ganancia de tensión V_2/V_1 que la ganancia de intensidad I_2/I_1 (en contraposición al estudio del Capítulo 3 donde era más fácil calcular la ganancia de intensidad debido a r_x del modelo híbrido-π). En parte por este motivo, el cálculo sirve de útil introducción al estudio. Desde luego, para completarlo deberemos calcular en la Sec. 8.3.2 la impedancia de entrada del circuito.

Directamente de la Fig. 8.2, encontramos que la ganancia de tensión vale

$$A_v = \frac{V_2}{V_1} = \frac{-y_{fe}}{y_{oe} + j\omega C + G + 1/j\omega L} \tag{8.6}$$

Sustituyendo y_{oe} por su valor según la Ec. 8.4, obtenemos

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-y_{fe}}{j\omega(C + C'_{oe}) + j\omega_0(C_{oe} - C'_{oe}) + g_{oe} + G + 1/j\omega L} \tag{8.7}$$

A partir de la Ec. 8.7 queda ahora claro por qué hemos conservado más términos en la parte imaginaria de y_{oe} que en la parte real. En los cálculos correspondientes a las frecuencias centrales el término adicional no tendrá ninguna influencia. Pero en los cálculos correspondientes a la anchura de banda, puesto que nos interesa conocer *la diferencia* entre dos susceptancias aproximadamente iguales (es decir, los términos capacitivos e inductivos del denominador de la Ec. 8.7), estamos obligados a emplear una representación más exacta de $\mathrm{Im}[y_{oe}]$. Al mismo tiempo, puesto que y_{fe} *no* está comprendida en la parte resonante de la expresión, podemos despreciar C'_{fe} y suponer que y_{fe} es constante a lo largo de la banda. Nótese de paso que si $C'_{oe} = C_{oe}$ la parte imaginaria de y_{oe} se puede representar simplemente por una capacidad constante, y si y_{fe} es constante, la

Ec. 8.7 se reduce a la forma conocida de circuito *RLC*.

En las Ecs. 8.1 a 8.5 elegimos el desarrollo de manera que ω_0 represente la frecuencia central del amplificador. En función de una ganancia de tensión simétrica, la frecuencia central estaría definida naturalmente como la frecuencia a la cual la magnitud fuera máxima. Pero es más simple, y casi lo mismo en el caso de banda estrecha, tomar ω_0 como la pulsación a la que se anula la parte imaginaria del denominador de la expresión de la ganancia de tensión. De hecho, estas dos condiciones serán una misma si la banda es lo bastante estrecha para que y_{fe} se pueda considerar constante. Así pues, de la Ec. 8.7,

$$\omega_0(C + C_{oe}) = \frac{1}{\omega_0 L} \tag{8.8}$$

o

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(C + C_{oe})L}} \tag{8.9}$$

A partir de la Ec. 8.7, la ganancia de tensión a la pulsación central es, de acuerdo con la definición dada anteriormente de pulsación central,

$$|A_v(\omega_0)| \equiv A_0 = \frac{|y_{fe}|}{g_{oe} + G} \tag{8.10}$$

Examinando la Ec. 8.7 en la vecindad de la resonancia se puede encontrar más fácilmente la anchura de banda del amplificador en los puntos de potencia mitad. Para este propósito introducimos una nueva variable de pulsación ω' definida por

$$\omega' = \omega - \omega_0 \tag{8.11}$$

que mide la *diferencia* de pulsación respecto al centro de la banda. Sustituyendo en la Ec. 8.7 la ω obtenida de esta ecuación, obtenemos

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-y_{fe}}{j\omega' C + j\omega_0 C + j\omega_0 C_{oe} + j\omega' C'_{oe} + g_{oe} + G + 1/j(\omega_0 + \omega')L} \tag{8.12}$$

En un amplificador de *banda estrecha* solamente nos interesan los valores de ω' mucho menores que ω_0. En estas condiciones el término inductivo de la Ec. 8.12 se puede representar aproximadamente como sigue:

$$\frac{1}{j(\omega' + \omega_0)L} \cong \frac{1}{j\omega_0 L} - \frac{\omega'}{j\omega_0^2 L} \tag{8.13a}$$

Ahora sustituyendo $1/\omega_0 L$ de la Ec. 8.8, obtenemos

$$\frac{1}{j(\omega_0 + \omega')L} \cong -j\omega_0(C + C_{oe}) + j\omega'(C + C_{oe}) \qquad (8.13b)$$

Entonces, la Ec. 8.12 se reduce a

$$\left.\frac{V_2}{V_1}\right|_{\omega \cong \omega_0} = \frac{-y_{fe}}{j\omega'(2C + C_{oe} + C'_{oe}) + g_{oe} + G} \qquad (8.14)$$

Las pulsaciones de potencia mitad son por definición aquellas pulsaciones a las cuales las partes reales e imaginarias del denominador de la Ec. 8.14 (u 8.7) tienen igual magnitud. Es decir,

$$\omega'|_{\text{potencia mitad}} = \pm \frac{g_{oe} + G}{2C + C'_{oe} + C_{oe}} \qquad (8.15)$$

En consecuencia, la anchura de banda entre estas dos pulsaciones de potencia mitad, es

$$\text{Anchura de banda} = \frac{g_{oe} + G}{C + (C_{oe} + C'_{oe})/2} \text{ rad/s} \qquad (8.16)$$

De nuevo, si $C_{oe} = C'_{oe}$, esta fórmula se reduce a otra más familiar.

Si se conocen los parámetros del transistor y si se especifican la frecuencia central y la anchura de banda de potencia mitad del amplificador, entonces las Ecs. 8.9 y 8.16 fijan dos de los tres parámetros G, L y C del circuito sintonizado. Frecuentemente el valor de G se determina por la carga a la que el amplificador debe suministrar su señal de salida o por consideraciones adicionales estudiadas en el Tomo V relativas a los amplificadores sintonizados multietapa. En tales casos las especificaciones consignadas precedentemente fijan por completo los parámetros del amplificador, en lo que respecta a las condiciones relativas a la ganancia de tensión.

8.1.1 *Ejemplo ilustrativo: Baja frecuencia*

Supongamos que un amplificador sintonizado, que utiliza un transistor plano de silicio y que tiene la configuración indicada en la Fig. 8.1*a*, se tenga que gobernar por un generador de tensión y su salida se deba conectar a una carga resistiva de 1 kΩ. Se tiene que diseñar el circuito para una frecuencia central correspondiente a $\omega_0 = 3 \cdot 10^6$ rad/s (480 kHz) y una anchura de banda de potencia mitad de $6 \cdot 10^4$ rad/s (9,6 kHz). Los parámetros y del transistor en la vecindad de ω_0 se dan en esta tabla:

parámetro y	g	C	C'
y_{ie}	1 mmho	67 pF	50 pF
y_{fe}	50	0	0
y_{re}	0	−10	−10
y_{oe}	0,15	50	25

La conductancia de la carga vale 1 mmho; si despreciamos las pequeñas pérdidas asociadas a la bobina de sintonización, la conductancia G en la Fig. 8.2 es la conductancia de carga, 1 mmho.

La capacidad del condensador de sintonización que se necesita para la anchura de banda especificada viene dada por la Ec. 8.16:

$$C + \frac{C_{oe} + C'_{oe}}{2} = \frac{g_{oe} + G}{\text{Anchura de banda}}$$

$$= \frac{(0{,}15 + 1) \times 10^{-3}}{6 \times 10^4}$$

$$= 19\,200 \text{ pF}$$

$$\therefore C = 19\,200 - \tfrac{7{,}5}{2} \cong 19\,160 \text{ pF}$$

Se ve claramente que los efectos de C_{oe} y C'_{oe} en este ejemplo son pequeños. La capacidad de C que hemos obtenido es en los tiempos actuales algo mayor que lo que acostumbran a tener los condensadores estables de pocas pérdidas de pequeño tamaño.

La Ec. 8.9 da la inductancia de la bobina de sintonización que se necesita para la frecuencia central especificada:

$$L = \frac{1}{\omega_0^2(C + C_{oe})} = \frac{1}{(9 \times 10^{12})(19{,}2 \times 10^{-9})} \cong 5{,}8\,\mu\text{H}$$

Este valor de la inductancia es más bien pequeño en el sentido de que no se dispone generalmente de una bobina conveniente de Q elevada con este valor de inductancia en esta gama de frecuencias. La ganancia de tensión $|V_2/V_1|$ a la frecuencia de resonancia viene dada por la Ec. 8.10:

$$A_0 = \frac{|y_{fe}|}{y_{oe} + G} = \frac{50}{0{,}15 + 1} \cong 43$$

8.1.2 *Ejemplo ilustrativo: Frecuencias elevadas*

Repitamos el ejemplo anterior, pero esta vez diseñémoslo para una frecuencia central correspondiente a $6 \cdot 10^7$ rad/s (9,55 MHz) y una anchura de banda de $2{,}4 \cdot 10^6$ rad/s (382 kHz), utilizando el transistor de la Fig. 3.16. De la figura encontramos que alrededor de $\omega_0 = 6 \cdot 10^7$ rad/s, los parámetros y valen aproximadamente lo que a continuación se indica

parámetro y	g	C	C'
y_{ie}	1.15 mmho	17.7 pF	6,9 pF
y_{fe}	19.1	−256	−13.2
y_{re}	−0.038	−2.6	−1.8
y_{oe}	0.69	15.6	5.3

Siguiendo el mismo procedimiento que antes, encontramos,

$$C + \frac{C_{oe} + C'_{oe}}{2} = \frac{(1 + 0.69) \times 10^{-3}}{2{,}4 \times 10^6} = 702 \text{ pF}$$

$$\therefore C = 702 - \frac{15.6 + 5.3}{2} \cong 690 \text{ pF}$$

$$L = \frac{1}{36 \times 10^2 (690 + 15.6)} \cong 0.4 \ \mu\text{H}$$

$$A_0 = \frac{25}{0{,}69 + 1} \cong 15$$

8.2 Transformación de impedancias en los amplificadores sintonizados

Las especificaciones de la frecuencia central, la anchura de banda y la conductancia de carga G en el primer ejemplo, Sec. 8.1.1, que son representativas de las que se encuentran en los amplificadores transistorizados de baja frecuencia, conducen a valores de L y de C que pueden ser indeseables desde un punto de vista práctico. Para eleminar el problema de los valores no convenientes de los elementos, se acostumbra a emplear en los amplificadores sintonizados una disposición que presenta cierta transformación de impedancias. En la Fig. 8.3*a* se puede ver una configuración empleada a menudo con esta finalidad. La bobina utilizada en este circuito está devanada sobre un núcleo de ferrita, y el coeficiente

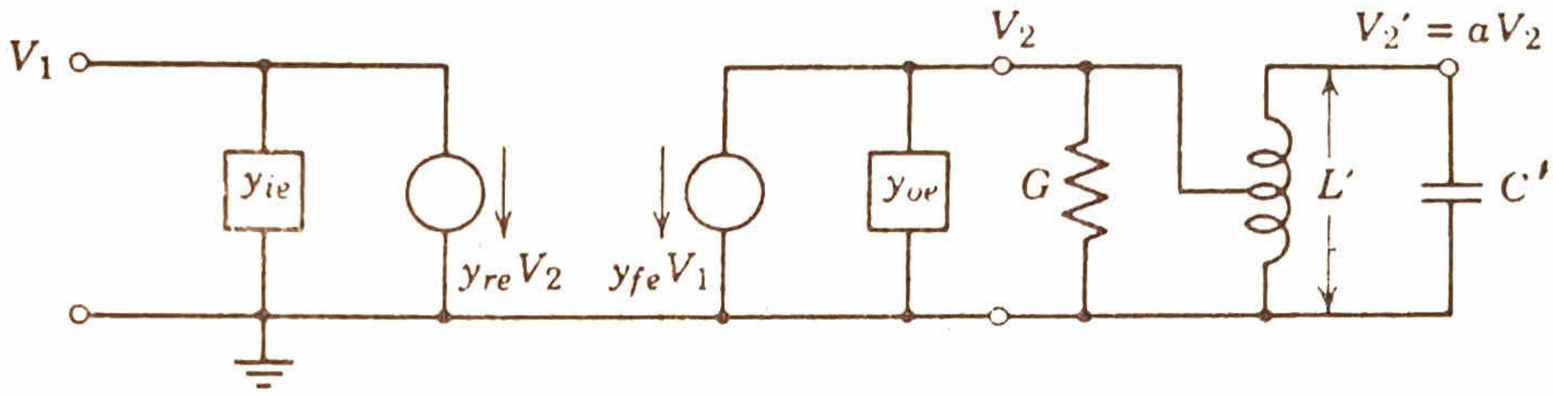


Fig. 8.3. Transformación de impedancias en los amplificadores sintonizados. (*a*) Circuito. (*b*) Circuito equivalente, $L = L'/a^2$ y $C = a^2C'$.

de acoplamiento entre espiras vale casi la unidad, es decir, la totalidad del flujo atraviesa todas las espiras de la bobina. Según esto, si la razón de tensiones del transformador es

$$\frac{V_2'}{V_2} = a \tag{8.17}$$

como se indica en la Fig. 8.3*a*, entonces la capacidad reflejada que aparece en paralelo con G es

$$C = a^2C' \tag{8.18}$$

Análogamente, la inductancia equivalente que aparece en paralelo con G es

$$L = \frac{L'}{a^2} \tag{8.19}$$

donde L' es la inductancia total de la bobina. En la Fig. 8.3*b* se puede ver el amplificador con L' y C' referidos al lado primario del transformador. Con la razón de transformación $a > 1$, unos valores razonables de L' y C' se pueden transformar en los valores no convenientes que se necesitan en el circuito. Se ilustran estos hechos en el siguiente ejemplo.

8.2.1 *Ejemplo ilustrativo*

El amplificador sintonizado de la Sec. 8.1.1 se debe diseñar de nuevo con una bobina con toma intermedia (autotransformador) utilizada para proporcionar unos valores razonables de la inductancia y la capacidad de sintonización. En la Fig. 8.3 se indican unos modelos del circuito para señales débiles. Por conveniencia, la capacidad de sintonización, C' en la Fig. 8.3*a*, se elige igual a 220 pF. El problema consiste en determinar los valores de L' y de a necesarios para que se verifiquen las especificaciones originales.

Se determinó que el valor de la capacidad aparente de sintonización que se encuentra en paralelo con la conductancia de carga G era igual a 19 160 pF. En consecuencia con $C' = 220$ pF obtenemos

$$a^2 = \frac{C}{C'} = \frac{19\,160}{220} = 115 \qquad a = 10{,}7$$

En la Sec. 8.1.1 se ha determinado que la inductancia en paralelo con G necesaria para que se verifique la especificación relativa a la frecuencia central es igual a 5,8 μH. Así pues

$$L' = a^2 L = (115)(5{,}8) = 666\ \mu\text{H}$$

Debería ser posible obtener un valor razonable de Q en una bobina de este tamaño a la frecuencia de funcionamiento especificada de 480 kHz.

La ganancia de tensión V_2/V_1 de este amplificador en la resonancia es la misma que en el diseño original de la Sec. 8.1.1, $A'_0 = 43$.

La propiedad de transformación de impedancias de la bobina con toma intermedia de la Fig. 8.3 presenta una importante característica adicional. A partir de los motivos desarrollados en la siguiente sección y en el Tomo V, se deduce que al diseñar amplificadores sintonizados es necesario generalmente poder gobernar la conductancia G que presenta la carga al amplificador. Cuando la conductancia real de carga G' está

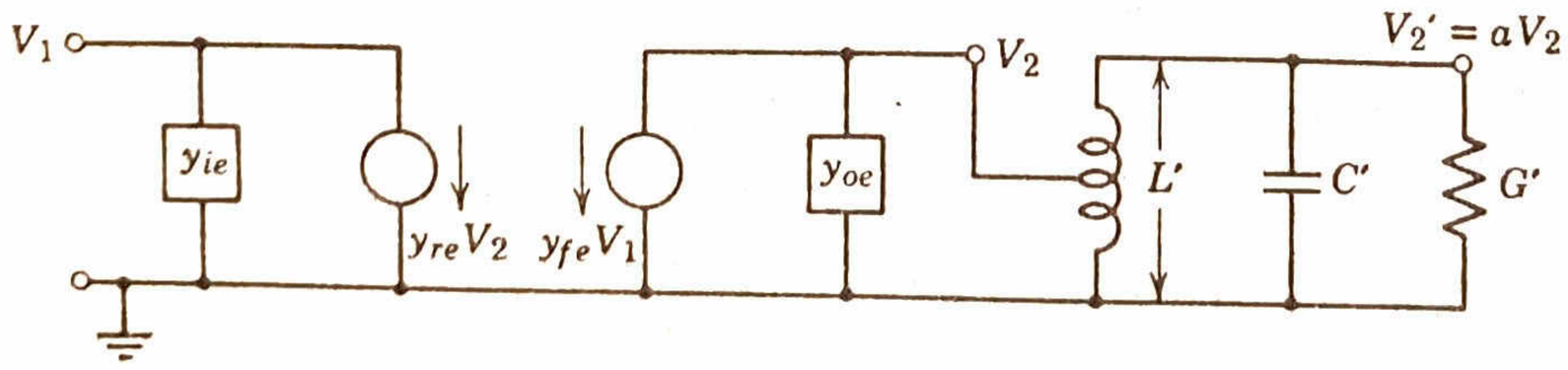


Fig. 8.4. Transformación de impedancias en los amplificadores sintonizados.

fijada y no tiene un valor conveniente, se puede emplear una bobina con toma intermedia, según se muestra en la Fig. 8.4, para transformar esta conductancia en un valor conveniente. La conductancia que aparece en el lado colector del transformador en este circuito es

$$G = a^2 G' \tag{8.20}$$

Se puede, por lo tanto, obtener el valor deseado de G con una elección adecuada de la razón de transformación a.

Cuando se elige la razón de transformación en la Fig. 8.4 a fin de proporcionar el valor deseado de G, aquélla puede proporcionar o no valores convenientes de L' y C' en el circuito sintonizado. Cuando no se obtienen valores convenientes de los elementos, se acostumbra a conectar la conductancia de carga G' a una segunda toma de la bobina. Por consiguiente se dan dos razones de transformación y se puede ajustar simultáneamente el circuito para obtener el valor deseado de G y los valores convenientes de L' y C'.

La bobina con tomas intermedias de la Fig. 8.4 es solamente una de entre la variedad de configuraciones que se pueden utilizar para la transformación de impedancia. Si el condensador de sintonización de la figura 8.4 se sustituye por una conexión equivalente de dos condensadores en serie, entonces una toma intermedia en la unión de estos condensadores proporciona una transformación de impedancia algo similar. Existen muchos otros tipos de redes de transformación de impedancias, y la selección de la configuración de circuito a utilizar se basa en un número de factores, incluyendo la banda de frecuencias en que deba funcionar el amplificador y las magnitudes de las impedancias implicadas.

8.3 Ganancia, admitancia de entrada e inestabilidad

En la Sec. 8.1 hemos tratado la ganancia de tensión V_2/V_1 del amplificador sintonizado de la Fig. 8.1*a*, con lo cual se ha suprimido la consideración detallada de la interacción entre los circuitos de entrada y de salida. Hagamos ahora un cálculo algo más realista: el comportamiento de un amplificador sintonizado cuando se le gobierna a partir de un generador cuya admitancia sea puramente conductiva. En la Fig. 8,5*a* se puede ver el modelo de circuito apropiado para tal amplificador. Deseamos encontrar la expresión completa de la ganancia de transferencia V_2/I_s, y la admitancia de entrada del amplificador. De estos estudios veremos de qué manera la interacción entre los circuitos de entrada y de salida afecta a su comportamiento.

8.3.1 *Ganancia*

Una de las maneras más sencillas de calcular la expresión de la ganancia de transferencia, V_2/I_s, y ver la interacción entre la entrada y la

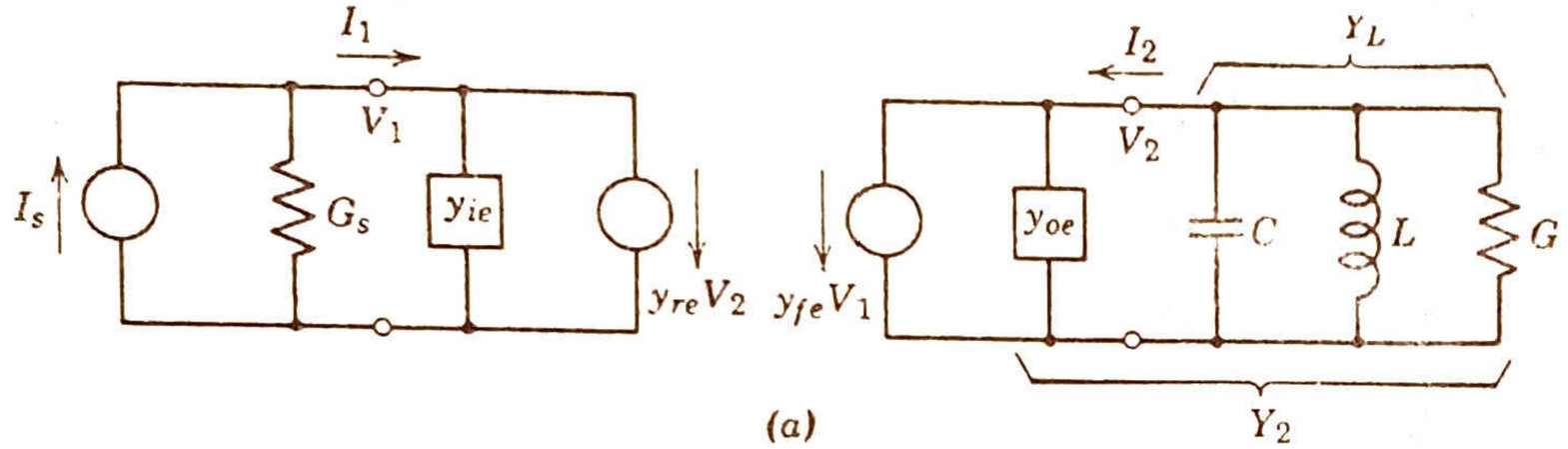


Fig. 8.5. Amplificador sintonizado gobernado por un generador resistivo. (*a*) Modelo para señales débiles. (*b*) Modelo reducido según el teorema de Norton.

salida en esta expresión, es sustituir todo el circuito a la izquierda de y_{oe} por su circuito equivalente de Norton, I_n e Y_n, según se muestra en la Fig. 8.5*b*. El generador de intensidad I_n se calcula determinando la intensidad de salida en cortocircuito ($V_2 = 0$) a partir del generador $y_{fe}V_1$ de la Fig. 8.5*a*; por consiguiente

$$I_n = y_{fe}V_1\Big|_{V_2=0} = \frac{y_{fe}}{G_s + y_{ie}} I_s \tag{8.21}$$

La admitancia Y_n se calcula aplicando 1 V a V_2 con $I_s = 0$, y calculando la intensidad $y_{fe}V_1$; tenemos así

$$y_{fe}V_1\Big|_{I_s=0} = y_{fe}\frac{-y_{re}V_2}{G_s + y_{ie}} \tag{8.22}$$

Por tanto el valor de Y_n es

$$Y_n = \frac{y_{fe}V_1}{V_2}\Big|_{I_s=0} = \frac{-y_{re}y_{fe}}{G_s + y_{ie}} \tag{8.23}$$

También se puede expresar esta admitancia en forma compleja según

$$Y_n = G_n + jB_n \tag{8.23a}$$

Se puede ahora escribir directamente la expresión de la ganancia de transferencia a partir de la Fig. 8.5*b*; es decir,

$$V_2 = \frac{-I_n}{Y_n + y_{oe} + G + j\omega C + 1/j\omega L}$$

$$= \frac{-I_n}{G_n + jB_n + y_{oe} + G + j\omega C + 1/j\omega L} \tag{8.24}$$

Se ve más adelante que I_n permanece prácticamente constante a todas las frecuencias que se encuentren dentro de la estrecha banda pasante del amplificador y a las próximas a ella; en consecuencia, la Ec. 8.24 tiene la misma forma de la Ec. 8.6 excepto el término Y_n del denominador. La interacción entre los circuitos de entrada y de salida se explica por este término, y para ver los efectos de esta interacción sobre el comportamiento del amplificador debemos examinar la naturaleza de Y_n.

La admitancia Y_n depende de la conductancia del generador que es constante, y de los parámetros del transistor que son funciones lentamente variables de la frecuencia. Un examen complementario de la ecuación 8.23 muestra que Y_n, G_n y B_n son también funciones lentamente variables de la frecuencia y que G_n es positiva (en la conexión emisor común). Así pues, se puede tratar Y_n del mismo modo como lo fueron los parámetros del transistor en la Sec. 8.1, desarrollando G_n y B_n en serie de potencias. Como en la Sec. 8.1, para el funcionamiento en una banda pasante estrecha solamente consideramos el término constante del desarrollo en serie de G_n y los dos primeros términos en el de B_n, debido a que las susceptancias de la Fig. 8.5*b* se compensan casi totalmente a frecuencias cercanas a la de resonancia. Con estas aproximaciones Y_n tiene la misma forma que y_{oe} y es conveniente agrupar estas dos admitancias juntas. Con Y_n e Y_{oe} combinadas, la Ec. 8.24 presenta la misma forma que la Ec. 8.6 correspondiente a la ganancia de tensión. De estos hechos se desprende que en este caso el efecto de Y_n sobre V_2/I_s, y por consiguiente el efecto de la interacción entre entrada y salida, es desplazar la frecuencia central y alterar la anchura de banda respecto a las indicadas por las Ecs. 8.9 y 8.16. En las secciones siguientes se demuestra que estos efectos son pequeños en un amplificador bien diseñado, de manera que en realidad la ganancia V_2/I_s y la ganancia de tensión V_2/V_1 tienen prácticamente la misma frecuencia central y las mismas anchuras de banda.

En relación con la Ec. 8.24 se ha afirmado que I_n es prácticamente

constante en la banda pasante del amplificador. Para verificar esta afirmación, vemos de la Ec. 8.21 que I_n depende de la conductancia del generador y de los parámetros del transistor; en consecuencia es una función lentamente variable de la frecuencia. Además, en el cálculo de I_n no aparece el fenómeno de la resonancia ni tampoco ninguna diferencia de términos. Por lo tanto, en el funcionamiento en la banda pasante estrecha, ni la parte real ni la imaginaria de I_n pasan por cero; de manera que las dos se pueden representar aproximadamente por los términos constantes de sus desarrollos en series de potencias. Es decir, I_n es aproximadamente constante en la banda pasante del amplificador.

8.3.2 *Admitancia de entrada*

La admitancia de entrada de este amplificador depende tanto de los parámetros del circuito de salida como de los del circuito de entrada. Este hecho, explicado por el generador de intensidad $y_{re}V_2$, es consecuencia de la realimentación interna del transistor que puede ejercer un efecto pronunciado sobre la naturaleza de la admitancia de entrada. Para examinar más este hecho, la intensidad del generador $y_{re}V_2$ se puede expresar por

$$I = y_{re}V_2 = y_{re}\frac{-y_{fe}}{y_{oe} + Y_L}V_1 \tag{8.25}$$

La intensidad I puede provenir de una admitancia Y_1 conectada en el circuito de entrada entre el nudo V_1 y tierra, como se ve en la Fig. 8.6. Esta admitancia tiene por valor

$$Y_1 = \frac{I}{V_1} = \frac{-y_{fe}y_{re}}{y_{oe} + Y_L} \tag{8.26}$$

Empecemos el estudio del efecto de Y_1 sobre el comportamiento del circuito viendo cómo es Y_1 para algunos valores característicos de y_{fe} e y_{re}. Supongamos que y_{fe} sea puramente conductiva, $y_{fe} = g_{fe}$, y que y_{re} sea

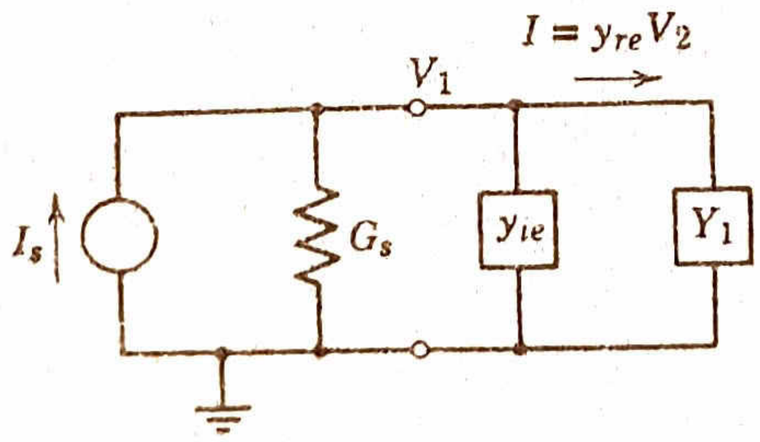


Fig. 8.6. Un circuito equivalente de entrada del amplificador de la Fig. 8.5.

puramente capacitiva, $y_{re} = -j\omega C_{re}$. Refiriéndonos a la Fig. 3.16, vemos que estas hipótesis son en realidad bastante razonables en un amplio dominio de frecuencias. En estas condiciones,

$$Y_1 = \frac{j\omega C_{re} g_{fe}}{y_{oe} + Y_L} \tag{8.27}$$

Ahora a frecuencias por debajo de la resonancia del *circuito sintonizado de salida*, $y_{oe} + Y_L$ será inductiva e Y_1 *tendrá una parte real negativa.* Como consecuencia de esta parte real negativa, la admitancia total del nudo V_1 a tierra tendrá seguramente una parte real negativa en cierta banda de frecuencias. Para ciertos valores de la impedancia del generador, pueden aparecer oscilaciones automantenidas que interferirán con el funcionamiento correcto del transistor como amplificador, según veremos con más detalle más adelante.

Designemos por Y_D a la admitancia total desde el nudo V_1 a tierra en la Fig. 8.6. Entonces

$$V_1 = \frac{I_s}{Y_D} = \frac{I_s}{G_s + y_{ie} + Y_1}$$

$$\equiv \frac{I_s}{G_D + jB_D} \tag{8.28}$$

Si G_D es negativa en cierta banda de frecuencias, entonces es posible hacer las siguientes series de ajustes. A una frecuencia a la que G_D sea negativa, se puede conectar una susceptancia conveniente (en este caso inductiva) entre los terminales de entrada del transistor para hacer $B_D = 0$. Entonces se puede conectar una *resistencia positiva* conveniente entre los terminales de entrada para hacer $G_D = 0$. Como resultado de estos ajustes, la admitancia total en los terminales de entrada es $Y_D = 0$. Ahora, sin aplicar ninguna corriente de entrada, puede existir una tensión sinusiodal V_1 a la frecuencia a la que $Y_D = 0$. Es decir, el circuito oscilará a esta frecuencia.

El ajuste descrito precedentemente también se puede interpretar en función de los polos y ceros. El ajuste hace que $Y_D = 0$ para un funcionamiento sinusoidal a cierta pulsación ω_1; así pues la admitancia $Y_D(s)$ tiene dos ceros a $\pm j\omega_1$. Se desprende entonces de la Ec. 8.28 que $V_1(s)$ tiene un par de polos en el eje imaginario a $\pm j\omega_1$, con lo que el circuito es inestable.

8.3.3. *Ajuste de la carga del amplificador para suprimir la oscilación*

A pesar del hecho de que la parte real de Y_D sea negativa en una

banda de frecuencias, el circuito de la Fig. 8.5*a tal como es* funcionará de un modo satisfactorio sin oscilaciones indeseables y con características de frecuencia de la forma deseada. Esto se demostró en la Sec. 8.3.1. De hecho, vimos en la Sec. 8.3.2 que para ajustar este circuito de modo que oscile, se debe conectar entre los terminales de entrada una *susceptancia inductiva* de valor conveniente; dicha inductancia no aparece en el circuito de la Fig. 8.5.

El problema con el amplificador sintonizado es que, como indicamos en la Sec. 8.0, a menudo deseamos que el amplificador funcione no con un circuito de entrada puramente resistivo sino con *un circuito de entrada sintonizado*. En estas condiciones, es muy probable que a alguna frecuencia próxima a la banda pasante, se verifique la condición de oscilación descrita anteriormente, y el amplificador sea inestable. En consecuencia, establecemos como condición de diseño satisfactorio que la *parte real de la impedancia* Y_D (I_s/V_1 en la Fig. 8.5 u 8.6) *debe ser positiva* a todas las frecuencias de interés:

$$\mathrm{Re}[Y_D] = (G_s + g_{ie} + \mathrm{Re}[Y_1]) > 0 \tag{8.29}$$

Solamente verificándose esta condición podemos estar seguros de que el amplificador sea estable independientemente del tipo de elementos pasivos que añadamos a la entrada. Desgraciadamente, $Re[Y_1]$ no es una función simple. Por consiguiente recurrimos a la interpretación gráfica para ayudarnos en la comprensión de la desigualdad 8.29.

Comenzamos estudiando la admitancia Y_1, Ec. 8.26. Si definimos $Y_2 = y_{oe} + Y_L$ según indica la Fig. 8.5, entonces la Ec. 8.26 se puede escribir en la forma

$$Y_1 = \frac{-y_{fe}y_{re}}{Y_2} \tag{8.30}$$

A partir de las Ecs. 8.25 y 8.26 nótese que también se puede escribir Y_1 en la forma

$$Y_1 = y_{re}\frac{V_2}{V_1} \tag{8.31}$$

de manera que las Ecs. 8.7 y 8.14 se pueden convertir de expresiones de ganancia de tensión a expresiones de Y_1 multiplicándolas por y_{re}. En consecuencia, el denominador de estas dos ecuaciones es la expresión que estamos ahora llamando Y_2.

De la Ec. 8.7 vemos que la admitancia Y_2 representa la combinación en paralelo de las G, L y C del circuito de salida del amplificador. En el

caso de señales sinusoidales es un número complejo y una función de la frecuencia. A partir del denominador de la Ec. 8.14 vemos que cuando se varía la frecuencia de la señal sinusoidal, la parte real de esta admitancia permanece constante al valor $g_{oe} + G$, mientras que la parte imaginaria varía de grandes valores negativos a grandes valores positivos. Así pues, una representación de Y_2 en función de la frecuencia en el plano complejo da una línea recta vertical, según se muestra en la Fig. 8.7. Cada punto de este lugar geométrico corresponde al valor complejo de Y_2 a cierta pulsación; a $\omega' = 0$ (es decir, $\omega = \omega_0$, pulsación de resonancia para Y_2), la admitancia es real y vale $G_2 = g_{oe} + G$. Las frecuencias a las que $|Y_2|$ es igual a $\sqrt{2}G_2$, que son también aproximadamente aquellas a las que la magnitud de la ganancia de tensión ha caído a 0,707 de $A_v(\omega_0)$, tienen lugar cuando el argumento de Y_2 es $\pm 45°$. En consecuencia, la porción del lugar geométrico indicado por la línea gruesa en la Fig. 8.7 corresponde a la banda pasante del amplificador.

Al examinar la admitancia Y_1 en la Ec. 8.30, es provechoso fijar la atención en la impedancia $Z_2 = 1/Y_2$. El lugar geométrico de esta impedancia en función de la frecuencia en el plano complejo es el inverso del lugar geométrico de Y_2 y toma la forma de una circunferencia como la representada en la Fig. 8.8. El hecho de que la línea recta de la Fig. 8.7 se invierta en una circunferencia queda establecido como sigue por medio de una sencilla demostración geométrica. El inverso de Y_2 se puede escribir en la forma

$$Z_2 = |Z_2|e^{j\theta_z} = \frac{1}{Y_2} = \frac{1}{|Y_2|}e^{-j\theta_y} \tag{8.32}$$

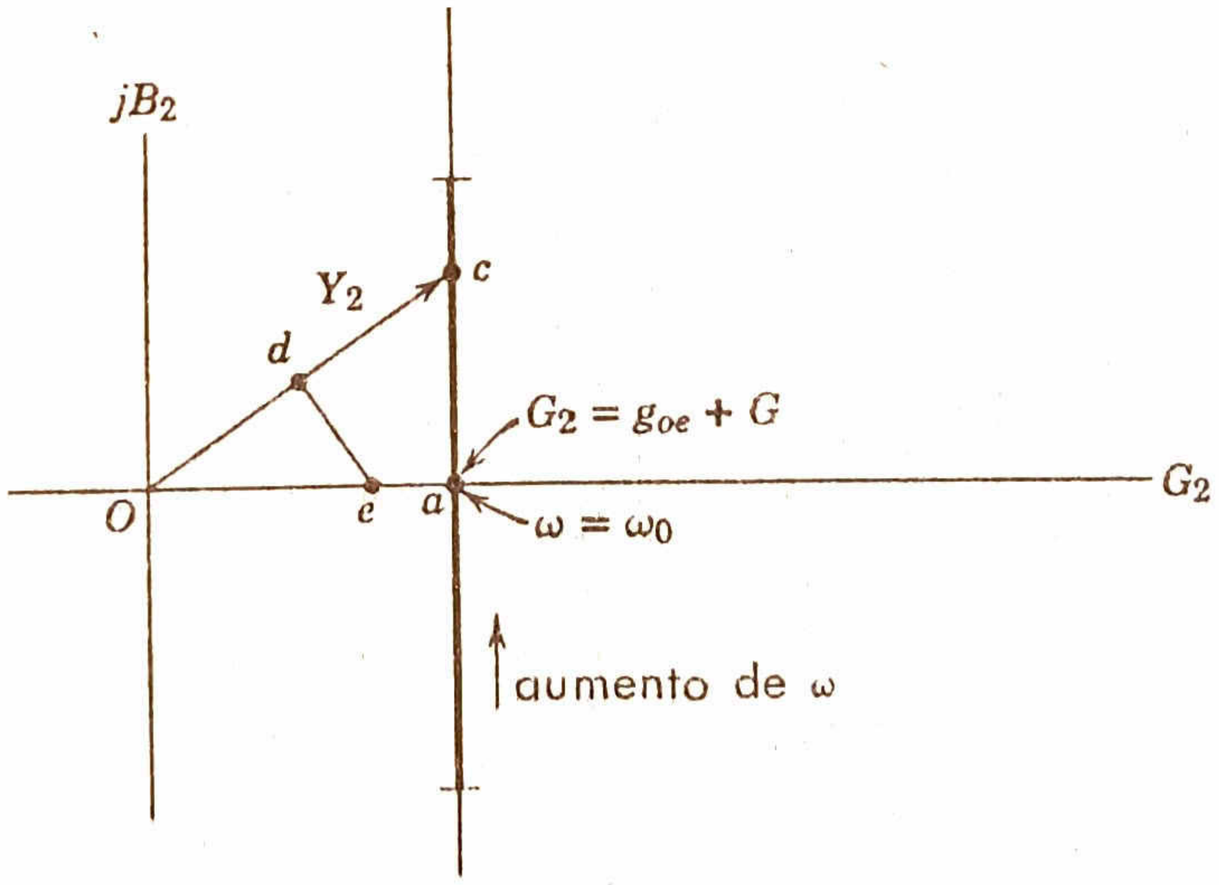


Fig. 8.7. Lugar geométrico de $Y_2(\omega)$ en el plano complejo.

En consecuencia, los módulos de Z_2 e Y_2 son recíprocos, y los argumentos son iguales pero de signos opuestos. Consideremos primero los módulos, y hagamos la siguiente construcción como indica la Fig. 8.7. Situar el punto e de manera que $Oe = 1\ Oa$. Elegir el punto c en cualquier sitio del lugar geométrico de Y_2 (que no sea el punto a), y situar el punto d tal que $Oc = 1/Od$. Entonces se desprende que

$$\frac{Oe}{Oc} = \frac{Od}{Oa} \tag{8.33}$$

Así pues, los triángulos Oac y Ode son semejantes, y el ángulo Ode es recto. De este hecho se deduce que el triángulo Ode está inscrito en una semicircunferencia que tiene un diámetro igual a Oe. Puesto que el punto c se ha elegido arbitrariamente sobre el lugar geométricco de Y_2, es evidente que todos los puntos del lugar geométrico de Y_2 se invierten en puntos de la circunferencia de diámetro Oe. Ahora, para satisfacer la condición de los argumentos de la Ec. 8.32, es necesario simplemente intercambiar las circunferencias superior e inferior; el resultado es el lugar geométrico circular de la Fig. 8.8. El radio de esta circunferencia es $1/2(g_{oc} + G)$. La parte de circunferencia indicada por una línea gruesa corresponde a la banda pasante del amplificador.

Para continuar el examen de Y_1, la Ec. 8.30 se puede volver a escribir en la forma

$$Y_1 = -Z_2 y_{fe} y_{re} = -Z_2 |y_{fe} y_{re}| e^{j(\theta_{fe} + \theta_{re})} \tag{8.34}$$

Puesto que las partes imaginarias de y_{fe} e y_{re} no quedan compensadas por la susceptancia de ninguna bobina resonante (esto se puede ver mejor a partir de la Ec. 8.30) suponemos de nuevo que y_{fe} e y_{re} son constantes en el dominio de frecuencias de interés; es decir, $C'_{fe} = C'_{re} \cong 0$. En con-

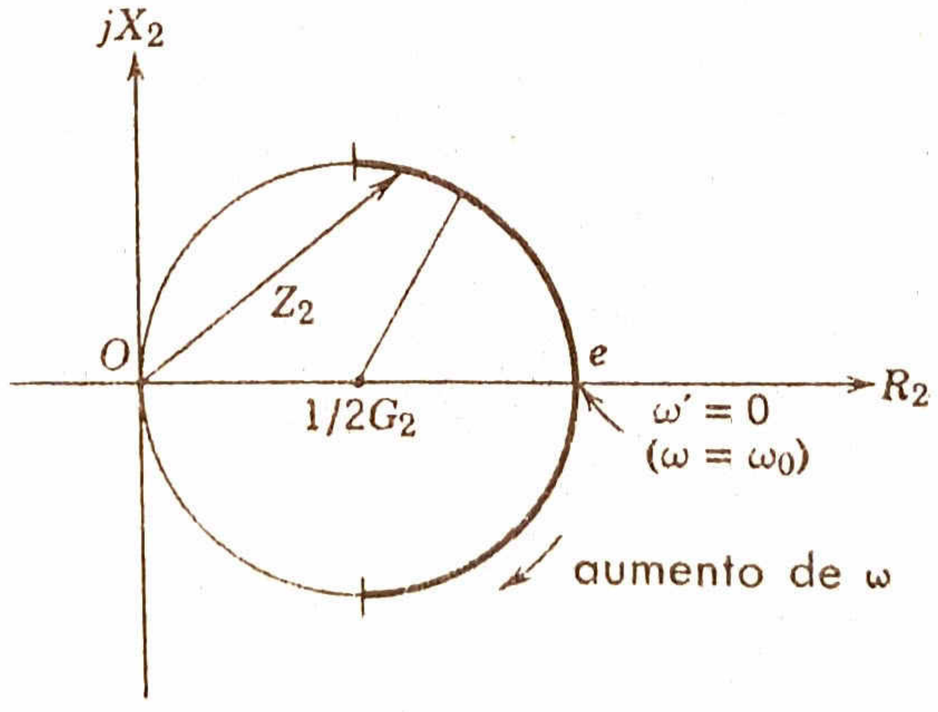


Fig. 8.8. Lugar geométrico de $Z_2 = 1/Y_2$. $G_2 = g_{oe} + G$.

secuencia, el resultado de la multiplicación en la Ec. 8.34 es cambiar el módulo y el argumento de Z_2 en una cantidad constante a las frecuencias cercanas a la correspondiente a ω_0. Se deduce de esto que el lugar geométrico de Y_1 en función de la frecuencia es una circunferencia como la de la Fig. 8.8 pero de diferente tamaño, y cuyo centro ha girado respecto al origen un ángulo $\phi = \theta_{fe} + \theta_{re} + 180°$. En los transistores típicos tenemos generalmente $\theta_{re} \cong -90°$, y θ_{fe} se encuentra entre 0° y $-90°$. Por tanto el ángulo ϕ se encuentra entre 0° y 90°, y el lugar geométrico de Y_1 tiene la forma indicada en la Fig. 8.9. De la Ec. 8.34 y del método de construcción se deduce que el radio de la circunferencia de la Fig. 8.9 es

$$b = \frac{|y_{fe}y_{re}|}{2(g_{oe} + G)} \tag{8.35}$$

La parte de circunferencia que corresponde a la banda pasante se representa por una línea gruesa.

Se debe tener en cuenta que la circunferencia completa corresponde

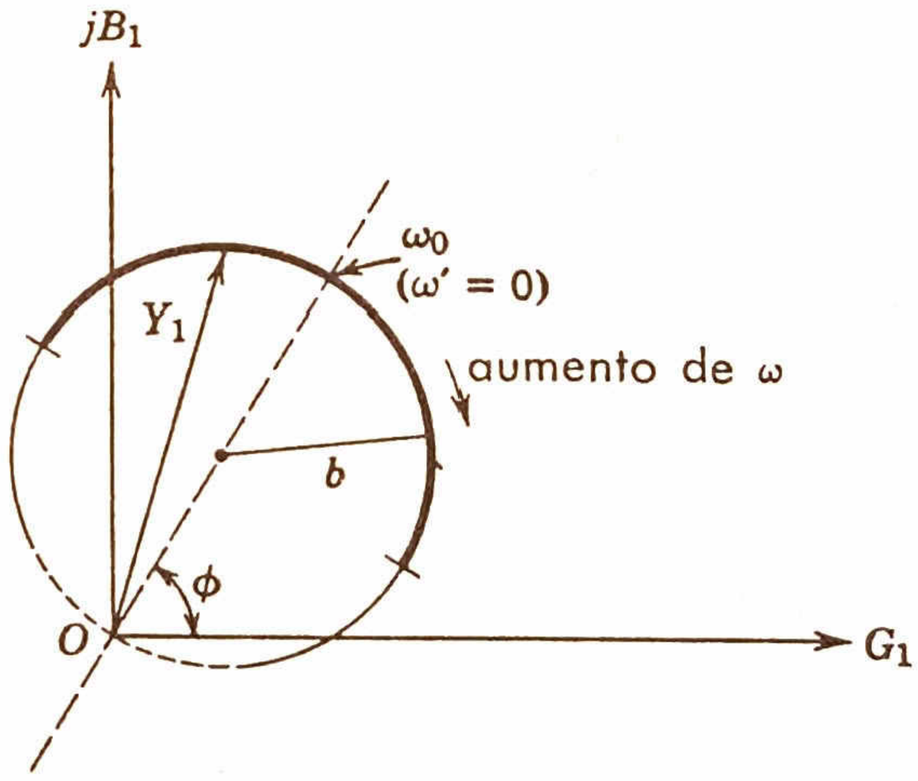


Fig. 8.9. Lugar geométrico de $Y_1(\omega)$.

al dominio total de frecuencias entre cero e infinito, mientras que los parámetros del transistor y_{fe} e y_{re} solamente se pueden considerar constantes en el dominio de frecuencias dentro o cerca de la banda pasante. En consecuencia, en la Fig. 8.9 se indican con líneas de trazos las partes de la circunferencia correspondientes a las frecuencias alejadas de la banda pasante. En los amplificadores de banda estrecha, la susceptancia sintonizada varía tan rápidamente con la frecuencia que el dominio de frecuencias dentro o cerca de la banda pasante abarca casi todo el perímetro de la circunferencia, y ésta comporta mucha información útil.

El lugar geométrico circular de la Fig. 8.9 demuestra que Y_1 varía

marcadamente en la banda pasante del amplificador. También demuestra que con la geometría típica de la figura, la parte real de Y_1 es negativa en un intervalo amplio de frecuencias. Por lo tanto, existe una posibilidad cierta de que no se verifique la desigualdad 8.29, y que en consecuencia el amplificador pueda oscilar cuando se añadan ciertos elementos *pasivos* a la entrada como parte de la impedancia de generador.

Para seguir con la interpretación gráfica, veamos de la Fig. 8.6 y de la Ec. 8.1 que

$$\begin{aligned} Y_D &= G_s + y_{ie} + Y_1 \\ &= G_s + g_{ie} + j\omega_0 C_{ie} + j(\omega - \omega_0)C'_{ie} + Y_1 \end{aligned} \tag{8.36}$$

Para un cálculo preliminar de la estabilidad, podemos considerar que y_{ie} sea constante cerca de la banda pasante del amplificador. Es decir, en la Ec. 8.36 supondremos que $C'_{ie} = 0$. Entonces, el lugar geométrico de Y_D se obtiene simplemente añadiendo la constante compleja $g_{ie} + G_s + j\omega_0 C_{ie}$ al lugar geométrico de Y_1 indicado en la Fig. 8.9. En la Fig. 8.10 se puede ver el resultado.

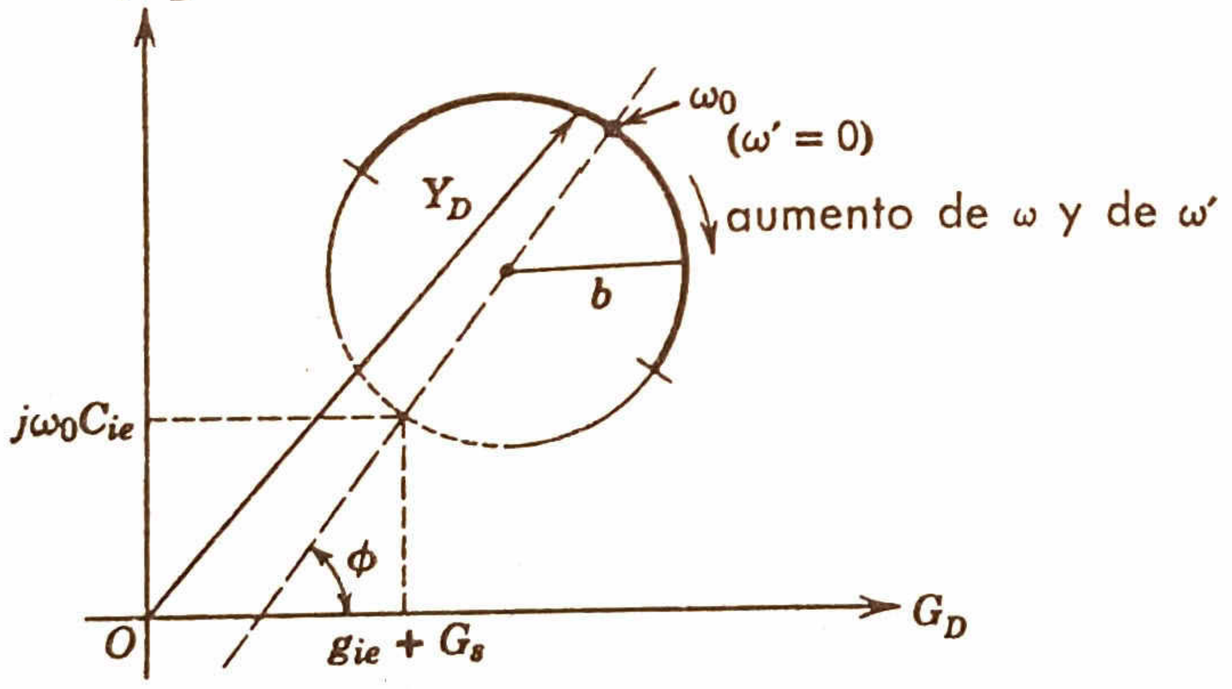


Fig. 8.10. Lugar geométrico de $Y_D(\omega)$.

En función de esta figura, la condición de estabilidad es que el lugar geométrico de Y_D nunca debe entrar en el semiplano de la izquierda. De la Fig. 8.9, vemos que el máximo valor negativo de $\mathrm{Re}[Y_1]$ es

$$\mathrm{Re}[Y_1]_{\text{max neg}} = b\cos\phi - b \tag{8.37}$$

En consecuencia, la condición de estabilidad, desigualdad 8.29, se puede volver a escribir en la forma

$$(g_{ie} + G_s + b\cos\phi - b) > 0 \tag{8.38}$$

o bien, sustituyendo b de la Ec. 8.35,

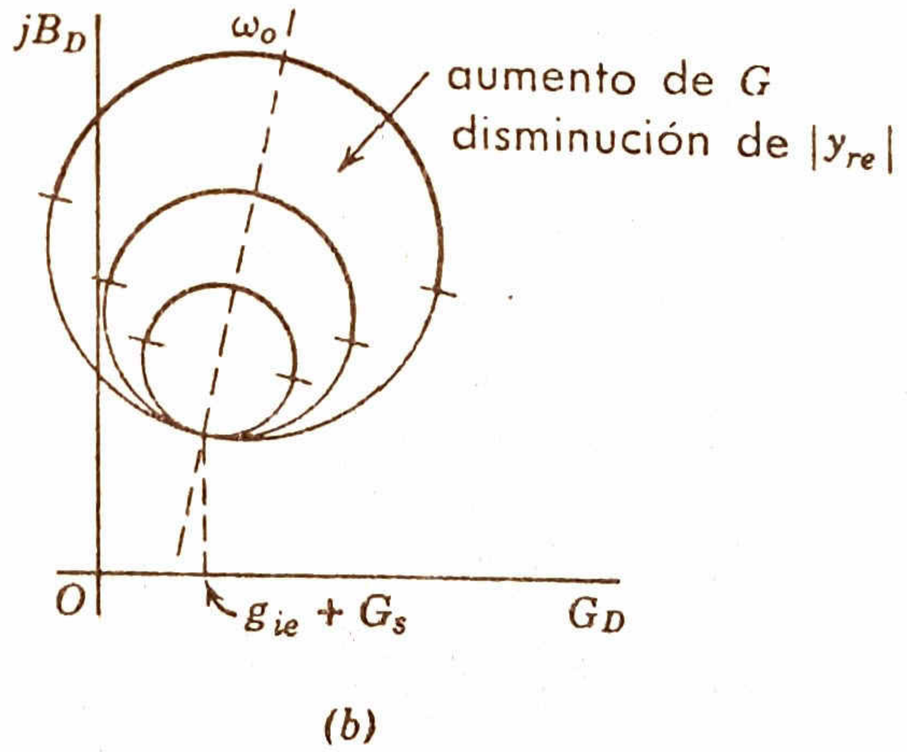
$$\left(g_{ie} + G_s - \frac{\mathrm{Re}[y_{fe}y_{re}]}{2(g_{oe} + G)} - \frac{|y_{fe}y_{re}|}{2(g_{oe} + G)}\right) > 0 \tag{8.39}$$

o

$$\{2(g_{ie} + G_s)(g_{oe} + G) - \mathrm{Re}[y_{fe}y_{re}] - |y_{fe}y_{re}|\} > 0 \tag{8.39a}$$

Es importante señalar que las construcciones gráficas que conducen a este resultado suponen tácitamente que $(g_{ie} + G_s) > 0$ y $(g_{oe} + G) > 0$. Naturalmente estas condiciones son también necesarias para asegurar que el amplificador sea estable para todas las condiciones de entrada posibles.

De la Desigualdad 8.39 es evidente que se puede gobernar la estabilidad del amplificador por medio de la elección de G_s y G (o por la elección de la razón de transformación de los transformadores empleados para acoplar estos elementos al amplificador). El aumento de G reduce el radio de la circunferencia según indican la Fig. 8.11 y la Ec. 8.35. El aumento de



(b)

Fig. 8.11. Efecto de la variación de G y de $|y_{re}|$ sobre el tamaño de la circunferencia de la admitancia de entrada.

G_s desplaza la circunferencia de la Fig. 8.11 hacia la derecha. Cualquiera de estos cambios puede hacer que la circunferencia se encuentre completamente en el semiplano de la derecha del plano complejo y asegurar de este modo que G_D no sea nunca negativa.

De otra manera, es posible verificar la condición de desigualdad 8.39 modificando el circuito del amplificador sintonizado de modo que se reduzca el módulo aparente de y_{re}. Al reducir y_{re} disminuye el radio del lugar geométrico de Y_D como se indica en la Fig. 8.11 y en la Ec. 8.35. Si y_{re} se reduce a cero, el radio del lugar geométrico es cero, y la desigualdad 8.39 se satisface evidentemente puesto que Y_1 es igual a cero. Es decir, cuando el módulo de y_{re} se reduce o se anula, se reduce o se elimina la interacción entre los circuitos de entrada y de salida.

8.3.4 *Estabilidad del transistor*

La condición de estabilidad presentada anteriormente (desigualdad 8.39) depende tanto de las conductancias del generador y de la carga como de los parámetros del transistor. También es conveniente disponer de una condición de estabilidad correspondiente al transistor solo, aparte de los parámetros del generador y la carga. En particular, deseamos obtener una condición de los parámetros del transistor que indique si el transistor es o no estable a una frecuencia *dada* con unas *admitancias pasivas de generador y de carga arbitrarias.* Con este propósito hagamos $G_s = G = 0$ en la desigualdad 8.39 para obtener

$$\left(g_{ie} - \frac{\text{Re}\,[y_{fe}y_{re}]}{2g_{oe}} - \frac{|y_{fe}y_{re}|}{2g_{oe}}\right) > 0 \qquad (8.40)$$

Nótese que estamos utilizando el mismo criterio que antes, es decir la desigualdad 8.39, con $G_s = G = 0$, para estudiar la estabilidad del transistor, pero esta vez a *una* frecuencia y con cargas *arbitrarias* de entrada y salida. Se puede permitir este cambio de punto de vista porque en el estudio precedente la carga sintonizada sometía en efecto al transistor a todos los valores posibles de susceptancia cuando la pulsación variaba poco alrededor de ω_0. Así pues, la condición presente de frecuencia fija y carga arbitraria es casi idéntica al caso de carga sintonizada estudiada previamente.

La desigualdad 8.40 proporciona una medida de la inestabilidad inherente al transistor. Si los parámetros del transistor a una frecuencia dada hacen que la cantidad entre paréntesis sea negativa, entonces el propio transistor es *potencialmente inestable,* es decir, existen ciertas admitancias de generador y de carga para las que habrá oscilaciones automantenidas en el circuito. Si los parámetros son tales que la cantidad entre paréntesis sea positiva a una frecuencia dada, entonces el propio transistor es *incondicionalmente estable a esa frecuencia.* En este caso el transistor será estable independientemente de las admitancias de generador y de carga. De nuevo, las construcciones geométricas que condu-

cen a estos resultados presuponen tácitamente que g_{ie} y g_{oe} son positivas; estas condiciones son necesarias para la estabilidad incondicional.

Se debe tener presente que los parámetros del transistor son funciones de la frecuencia, y se desprende que casi todos ellos son potencialmente inestables en ciertos dominios de frecuencias e incondicionalmente estables en otros. Por ejemplo, todos los transistores son incondicionalmente estables a bajas frecuencias porque y_{re} tiene un módulo pequeño y un argumento favorable a estas frecuencias. También se deduce que todos los transistores son incondicionalmente estables a frecuencias suficientemente elevadas, principalmente debido a que el módulo de y_{fe} se hace pequeño a estas frecuencias. La mayoría de transistores son potencialmente inestables, sin embargo, en cierto dominio intermedio de frecuencias, y es en este intervalo de frecuencias en el que deben operar muchos amplificadores sintonizados.

8.3.5 *Ejemplo*

Para ilustrar estos conceptos examinemos la estabilidad del amplificador estudiado en la Sec. 8.1.1. Primero utilizando la desigualdad 8.40, encontramos para el transistor solo

$$2g_{ie}g_{oe} - \text{Re}\,[y_{fe}y_{re}] - |y_{fe}y_{re}| = (2)(1)(0{,}15) - 0 - (50)(0{,}03)$$
$$= -1{,}2 \text{ mmho}^2$$

Por consiguiente este transistor es potencialmente inestable en las proximidades de 480 kHz. Supongamos ahora que se gobierna al amplificador por un generador cuya admitancia sea $G_s = 0{,}1$ mmho. De la desigualdad 8.39,

$$2(g_{ie} + G_s)(g_{oe} + G) - \text{Re}\,[y_{fe}y_{re}] - |y_{fe}y_{re}|$$

$$= (2)(1{,}1)(1{,}15) - 0 - (50)(0{,}03) = 0{,}59 \text{ mmho}^2$$

En consecuencia el amplificador es estable con estas conductancias de generador y de carga, aunque añadamos un circuito de entrada sintonizado.

En la Fig. 8.12 se puede ver el lugar geométrico de la admitancia Y_D que aparece a la entrada del amplificador. Los valores numéricos emplea-

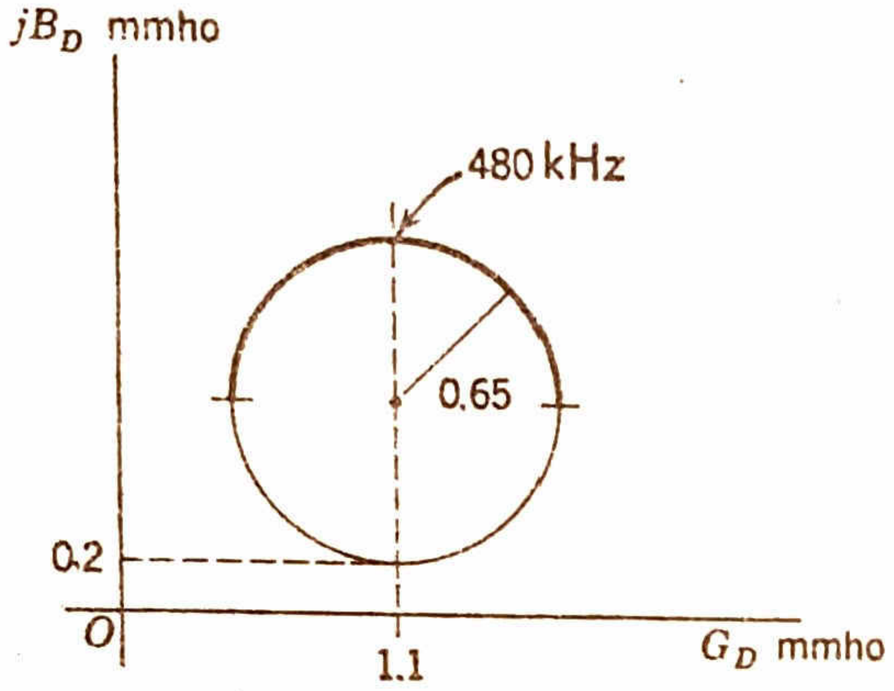


Fig. 8.12. Lugar geométrico de la admitancia del Ejemplo 8.3.5.

dos para construir este lugar geométrico se determinan como sigue. El radio de la circunferencia viene dado por la Ec. 8.35 siendo

$$b = \frac{|y_{fe}y_{re}|}{2(g_{oe} + G)} = \frac{(50)(0{,}03)}{(2)(1.15)} = 0{,}65 \text{ mmho}$$

El ángulo ϕ que se indica en la Fig. 8.10 vale $\phi = \theta_{fe} + \theta_{re} + 180^\circ = 90^\circ$. Y finalmente, puesto que $\phi = 90^\circ$, la parte más baja de la circunferencia pasa por el punto:

$$G_s + y_{ie} = 1.1 + j0.2 \text{ mmho}$$

Como se ve en la Fig. 8.12, la parte real de la admitancia a la entrada del amplificador es positiva a todas las frecuencias, hecho que es compatible con la prueba de estabilidad anterior.

8.4 Neutralización

Se ha establecido en la Sec. 8.3 que para obtener un amplificador que sea estable para todos los valores de la admitancia de entrada, es necesario o bien hacer a G_s y G convenientemente grandes o bien hacer al módulo aparente de y_{re} suficientemente pequeño. Se pueden gobernar los módulos de G_s y G de un modo directo por medio de una elección apropiada de los transformadores que conectan el generador y la carga al amplificador. Sin embargo, el gobierno del módulo aparente de y_{re} requiere una configuración especial del circuito y por este motivo necesita un estudio ulterior.

El proceso por el cual se utilizan elementos de circuito externos al transistor para reducir el módulo aparente de y_{re} se denomina neutralización; el proceso tiene por efecto el compensar total o parcialmente la

realimentación interna en el transistor. En consecuencia la neutralización reduce el radio del lugar geométrico de la admitancia de entrada, según se muestra en la Fig. 8.11, y se puede utilizar para convertir un amplificador que sería inestable para ciertas admitancias de generador en uno que sea incondicionalmente estable para todas las admitancias de generador. En la Fig. 8.13 se puede ver una configuración de circuito utilizada para la neutralización; el elemento neutralizante es la admitancia y_n conectada entre los terminales de entrada y de salida externos al transistor. El parámetro de realimentación y'_{re} del transistor neutralizado se puede calcular de la Fig. 8.13 aplicando una tensión en V_2 y determinando la intensidad I_1 que circula por los terminales de entrada en cortocircuito. Con $V_1 = 0$ no circula corriente por y_{ie}, y la ley de Kirchhoff de las intensidades aplicada a la entrada proporciona

$$I_1 = y_{re}V_2 - y_nV_2 \tag{8.41}$$

Así pues,

$$y'_{re} = \frac{I_1}{V_2}\bigg|_{V_1=0} = y_{re} - y_n \tag{8.42}$$

En consecuencia para tener una neutralización completa con $y'_{re} = 0$ y ninguna realimentación total, es necesario que

$$y_n = y_{re} \tag{8.43}$$

Con este ajuste el transistor es equivalente a uno sin neutralizar con $y_{re} = 0$; por consiguiente las tensiones y las intensidades en el circuito de entrada son independientes del circuito de salida, no se genera ninguna resistencia negativa y el transistor es incondicionalmente estable.

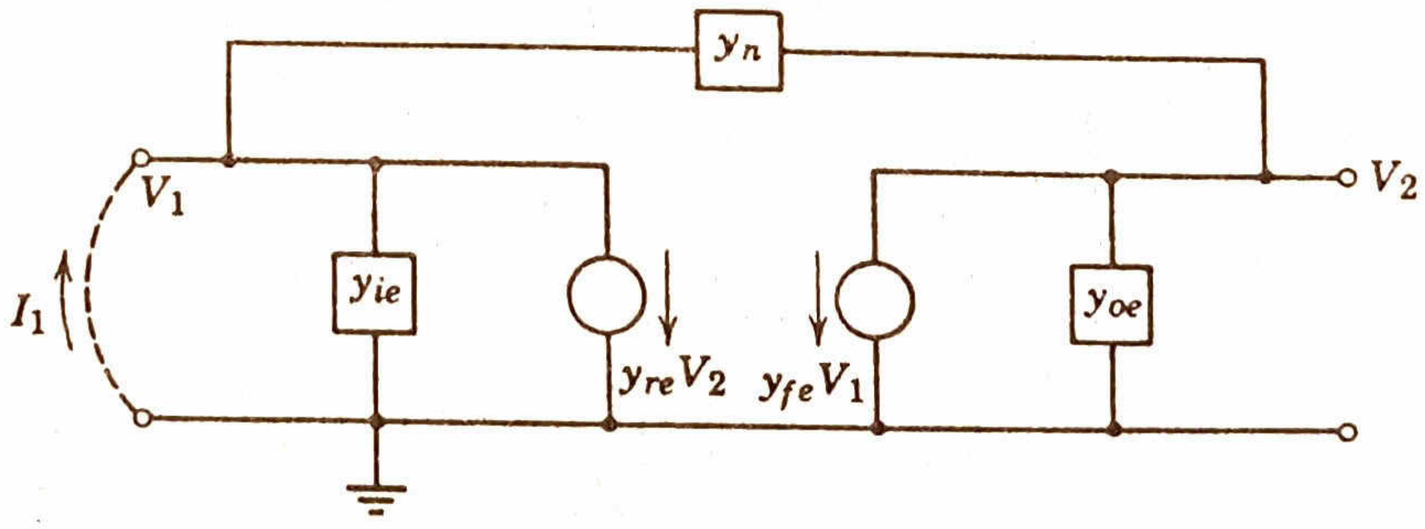


Fig. 8.13. Configuración básica de circuito para neutralizar un transistor.

Se debe recordar, sin embargo, que y_{re} es función de la frecuencia; por lo tanto para tener $y'_{re} = 0$ para todas las frecuencias, y_n debe tener una característica de frecuencias que se adapte exactamente a la característica de y_{re}. Los circuitos ajustados de esta manera se dice que están *unilateralizados*, porque no hay transmisión de señal en el sentido inverso en estas condiciones. No obstante, en la práctica es imposible adaptar y_n a y_{re} exactamente, y en los circuitos prácticos tratamos simplemente de compensar y_{re} aproximadamente en una banda conveniente de frecuencias que abarque la banda pasante del amplificador. A los circuitos ajustados de este modo se les denomina *neutralizados*.

En el caso usual de señales sinusoidales, $y_{re} \cong j\omega C_{re}$ y la Ec. 8.43 requiere que y_n sea una susceptancia negativa. El empleo de una bobina para y_n proporciona una susceptancia negativa; sin embargo su característica de frecuencias no se adapta bien a la de y_{re} en absoluto. Por consiguiente una bobina no puede proporcionar una neutralización importante excepto en una banda muy estrecha de frecuencias, y se emplea pocas veces para este propósito. La Fig. 8.14 muestra una configuración de circuito que permite que se utilice un condensador como elemento neutralizante. El cambio de signo proporcionado por el transformador de núcleo de ferrita da el signo menos necesario en y_n. Este circuito procura una neutralización bastante buena en una banda de frecuencias convenientemente amplia. Si la razón de transformación del tranformador es $a = V'_2/V_2$, la condición necesaria para la neutralización completa será

$$aC_n = C_{re} \tag{8.44}$$

En el análisis y diseño de los amplificadores sintonizados neutralizados es conveniente agrupar el elemento neutralizante y_n con el transistor y determinar un nuevo conjunto de parámetros y del transistor neu-

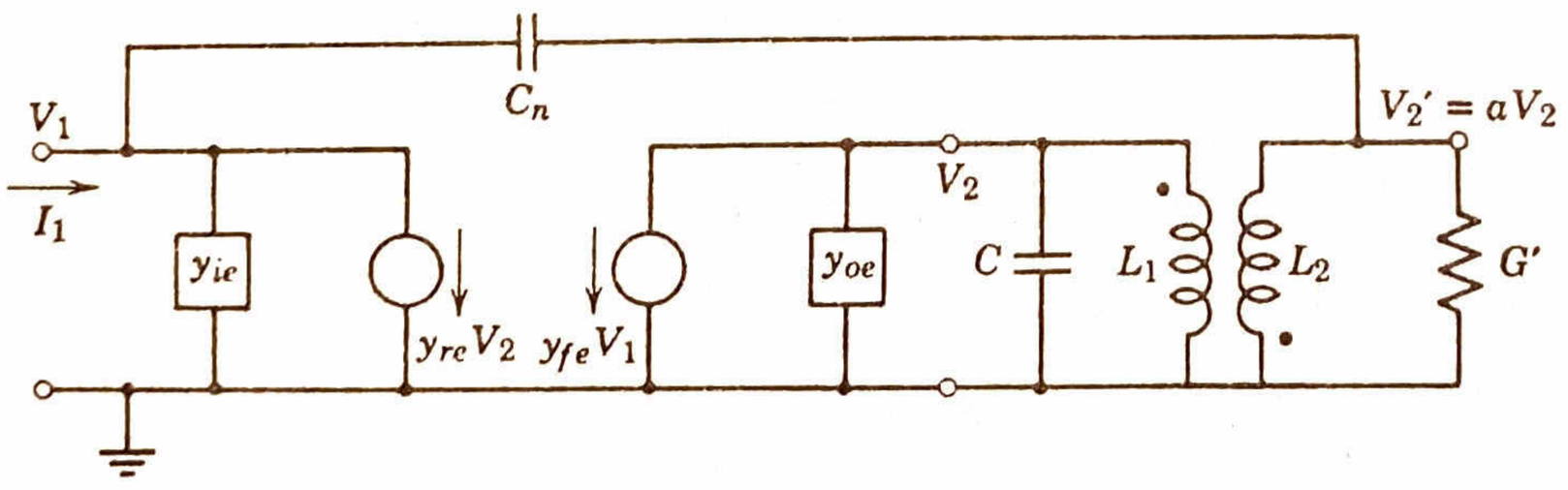


Fig. 8.14. Amplificador sintonizado práctico con neutralización.

tralizado. Esto se hace fácilmente, y para la configuración que se indica

en la Fig. 8.13 los parámetros compuestos referidos a los nudos V_1 y V_2 son

$$\begin{aligned} y'_{ie} &= y_{ie} + y_n \qquad y'_{re} = y_{re} - y_n \\ y'_{fe} &= y_{fe} - y_n \qquad y'_{oe} = y_{oe} + y_n \end{aligned} \tag{8.45}$$

Los parámetros compuestos se pueden calcular de un modo similar para otras configuraciones neutralizantes, y los resultados son análogos formalmente a las Ecs. 8.45. Es útil señalar que si y_n es puramente imaginaria, como ocurre a menudo en la práctica, no afecta a las partes reales de los parámetros compuestos.

La neutralización no es una solución completamente satisfactoria al problema de la estabilidad de los amplificadores sintonizados. Se necesita, por ejemplo, un ajuste muy cuidadoso de y_n si se tiene que obtener un buen comportamiento, y este hecho acarrea problemas en la línea de montaje en la producción. Además, los parámetros del transistor son funciones de la temperatura y del punto de funcionamiento. Por consiguiente, si varía la temperatura o el punto de funcionamiento (por ejemplo para obtener una regulación automática de ganancia), se puede anular la eficacia de la neutralización. En consecuencia, en muchos casos es preferible dejar el transistor sin neutralizar y resolver el problema de la estabilidad empleando valores convenientemente elevados de las conductancias de generador y de carga, según se estudió en la Sec. 8.3, aun cuando este último procedimiento procura generalmente algo menos de ganancia de la que se puede obtener con un amplificador neutralizado que tenga el mismo margen de estabilidad. La decisión usual en el momento del diseño es evitar la neutralización a menos que el sacrificio de ganancia en este otro diseño sea demasiado importante. Un estudio complementario de la ganancia del amplificador que se efectuará en la Sec. 8.5 proporciona un conocimiento adicional sobre este tema.

8.5 Ganancia de potencia de los amplificadores sintonizados

Empezamos este capítulo calculando la ganancia de tensión de un amplificador sintonizado con la condición de resistencia nula del generador. A continuación calculamos la función de transferencia V_2/I_s. Finalmente encontramos la magnitud de las conductancias añadidas en paralelo a la entrada y a la salida o la neutralización necesaria para asegurar un funcionamiento estable. Es lógico preguntarse en este momento, después de que se hayan hecho estos ajustes, ¿tiene todavía ganancia el amplificador?

El estudio de esta cuestión de la ganancia es algo complejo debido a los transformadores utilizados en muchos diseños de amplificadores sintonizados para adaptar el generador y la carga al transistor. Estos transformadores cambian las amplitudes de las intensidades y de las tensiones, y de esta manera añaden complicaciones engorrosas a las expresiones de las ganancias de intensidad y de tensión del amplificador. Por otro lado los transformadores sin pérdidas no varían la potencia. En consecuencia cuando aparecen transformadores sin pérdidas es generalmente más simple trabajar con la ganancia de potencia. Con el propósito de determinar si en realidad el amplificador está aumentando o no la potencia de la señal, examinaremos ahora las relaciones relativas a la potencia del amplificador sintonizado y desarrollaremos la expresión correspondiente a la ganancia de potencia.

En la Fig. 8.15 se puede ver el modelo para señales débiles del amplificador sintonizado. Si el transistor está neutralizado, los parámetros y indicados son parámetros compuestos que incluyen el efecto del elemento neutralizante como puede verse en las Ecs. 8.45. Si la admitancia de carga real está acoplada al amplificador por medio de una red transformadora de impedancias, como sucede a menudo, Y_L será la admitancia de carga referida al lado primario del transformador.

Para calcular la potencia de entrada del amplificador, recordemos primero que el generador de intensidad $y_{re}V_2$ de la Fig. 8.15 es equivalente a una admitancia Y_1 indicada en la Fig. 8.6 y dada por la Ec. 8.26 en la forma

$$Y_1 = -\frac{y_{fe}y_{re}}{y_{oe} + Y_L} \tag{8.46}$$

Así pues, si V_1 es el valor eficaz de la tensión de entrada, la potencia de entrada del amplificador será

$$P_i = \text{Re}\,[y_{ie} + Y_1]\,|V_1|^2/2 \tag{8.47}$$

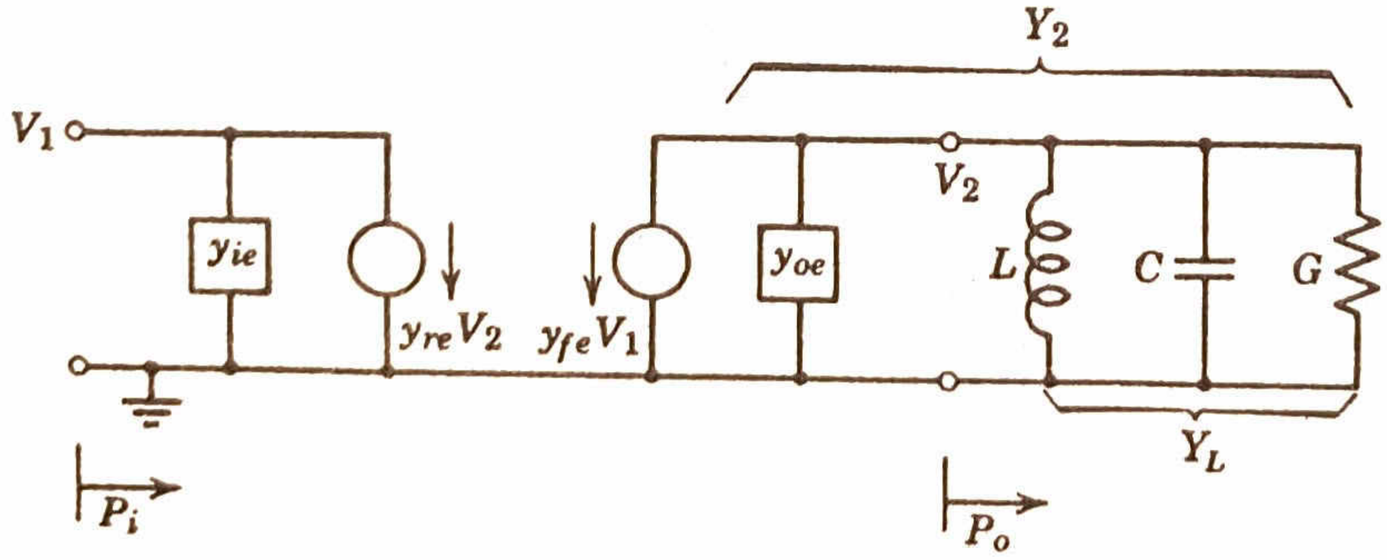


Fig. 8.15. Amplificador sintonizado.

Puesto que se supone que el transformador (si lo hay) que acopla la carga al amplificador no tiene pérdidas, la potencia suministrada a Y_L en la Fig. 8.15 es la misma que la suministrada a la carga. En consecuencia, si V_2 es el valor eficaz de la tensión sobre Y_L, la potencia suministrada a la carga es

$$P_o = \text{Re}\,[Y_L]\,|V_2|^2/2 \tag{8.48}$$

Pero también de la Fig. 8.15,

$$|V_2| = \frac{|y_{fe}|\,|V_1|}{|y_{oc} + Y_L|} \tag{8.49}$$

Por tanto

$$P_o = \frac{|y_{fe}|^2 \text{Re}\,[Y_L]}{|y_{oe} + Y_L|^2}\,|V_1|^2/2 \tag{8.50}$$

En consecuencia la ganancia de potencia del amplificador es

$$\frac{P_o}{P_i} \equiv A_p = \frac{|y_{fe}|^2 \text{Re}\,[Y_L]}{|y_{oe} + Y_L|^2\,\text{Re}\,[y_{ie} + Y_1]} \tag{8.51}$$

Es útil darse cuenta de que el término "parte real" del denominador es simplemente Y_D de la Fig. 8.10 con $G_s = 0$.

Los parámetros del transistor de la Ec. 8.51 son funciones lentamente variables de la frecuencia. Sin embargo, la admitancia Y_L, que aparece tres veces en la Ec. 8.51 (una de ellas implícitamente en Y_1 a través de la Ec. 8.46), representa en nuestro ejemplo particular un circuito sintonizado de Q elevada, y no es una constante; de hecho, es Y_L el que determina la característica de banda pasante del amplificador. Por consiguiente la ganancia de potencia es función de la frecuencia y demostraremos que en este caso presenta un máximo cerca de la frecuencia de resonancia del circuito de salida. A partir de la Ec. 8.51 se pueden determinar el valor máximo de la ganancia y la frecuencia a la que tiene lugar. Sin embargo, en el caso general el cálculo es bastante complejo y no lo incluiremos aquí; en su lugar consideraremos algunos casos particulares importantes para los que el cálculo se puede efectuar fácilmente.*

8.5.1 *Caso unilateral* ($y_{re} = 0$)

Supongamos primero que el transistor esté completamente neutralizado de modo que $y_{re} = 0$, e $Y_1 = 0$. Entonces, si suponemos que los

* Para un estudio más detallado sobre el diseño de los amplificadores sintonizados a transistores, ver *Transistors and Active Circuits*, de LINVILL y GIBBONS, capítulos 11 y 18, McGRAW-Hill Book Co., Nueva York, 1961.

parámetros del transistor y_{fe} e y_{ie} son constantes cerca de ω_0 (es decir, $C'_{fe} = C'_{ie} = 0$), se desprende de las Ecs. 8.51 y 8.46 que A_p es máxima cuando $\omega = \omega_0$, correspondiendo a la frecuencia de resonancia de $Y_2 = y_{oe} + Y_L$. En consecuencia, en este caso la ganancia de potencia máxima es

$$A_p(\omega_0)\,|_{y_{re}=0} = \frac{|y_{fe}|^2\, G}{g_{ie}(g_{oe} + G)^2} \tag{8.52}$$

Para $y_{re} = 0$, la conductancia de salida del transistor es simplemente g_{oe}, y se obtiene la máxima potencia de salida cuando la conductancia de carga esté adaptada a g_{oe}. En este caso, también la potencia de entrada es independiente de la conductancia de carga, y las conductancias adaptadas proporcionan la máxima ganancia unilateral disponible. De la Ec. 8.52 con $G = g_{oe}$ esta ganancia es

$$A_p(\omega_0)\,\Big|_{\substack{G=g_{oe}\\ y_{re}=0}} = \frac{|y_{fe}|^2}{4g_{ie}g_{oe}} \tag{8.53}$$

Generalmente es posible obtener del transistor más ganancia que ésta dejándolo sin neutralizar parcial o totalmente; sin embargo la ganancia de potencia máxima disponible unilateralizada es una cifra de mérito útil del transistor. Los diseños que proporcionan una ganancia sustancialmente mayor que ésta tienen generalmente márgenes de estabilidad pequeños, y son bastante sensibles a las variaciones de los parámetros del circuito; estos hechos están implicados en los diagramas circulares de la Fig. 8.11. En consecuencia la Ec. 8.53 da una indicación útil de la ganancia de potencia que se puede obtener del transistor en un amplificador sintonizado práctico que posea unas características de funcionamiento fiables.

8.5.2 *Caso en el que Y_1 sea pequeña (G grande)*

Se ha señalado al final de la Sec. 8.4 que se presentan algunos problemas prácticos asociados a la neutralización de los amplificadores transistorizados, y por este motivo a menudo preferimos asegurar la estabilidad del amplificador haciendo a G elevada. Esta elección comporta la posibilidad de adaptar las conductancias y generalmente se obtiene un amplificador que da algo menos de ganancia que la máxima que se podría obtener con las conductancias adaptadas. Para examinar las relaciones de ganancia que existen en este caso, es conveniente definir el *factor de desadaptación*

$$m = \frac{G}{g_{oe}} \tag{8.54}$$

Con esta definición, la ganancia de potencia a ω_0 es según la Ec. 8.51

$$A_p(\omega_0) = \frac{m|y_{fe}|^2}{g_{ie}g_{oe}(1+m)^2 - \text{Re}\,[y_{fe}y_{re}(1+m)]} \tag{8.55}$$

Cuando el margen de estabilidad del amplificador es pequeño, los dos términos del denominador de la Ec. 8.55 se compensan casi totalmente a cierta frecuencia cercana a la correspondiente a ω_0, y la ganancia es elevada. No obstante, es evidente que pequeñas variaciones de los parámetros del transistor serán causa de grandes variaciones de la ganancia, y este diseño no es conveniente en la mayoría de las aplicaciones. Cuando se obtiene la estabilidad del amplificador haciendo pequeña a y_{re}, el término "parte real" de la Ec. 8.55 se reduce, y si $y_{re} = 0$, se puede obtener la máxima ganancia unilateral (Ec. 8.53). Cuando se obtiene la estabilidad haciendo que la conductancia de carga sea elevada, el primer término del denominador de la Ec. 8.55 llega a ser grande comparado con el segundo, y el denominador completo se hace bastante grande, dando una ganancia relativamente baja. La ganancia obtenida en un amplificador típico que esté estabilizado por desadaptación puede ser menor que la máxima ganancia de potencia unilateral en una proporción importante.

Uno de los primeros pasos del diseño de un amplificador sintonizado es elegir el factor de desadaptación m, y con este propósito es conveniente recordar la circunferencia de la admitancia de la Fig. 8.10. El radio de esta circunferencia viene dado por la Ec. 8.35, y se puede expresar en función del factor de desadaptación por

$$b = \frac{|y_{fe}y_{re}|}{2g_{oe}(1+m)} \tag{8.56}$$

Se debe elegir el valor de m de manera a obtener un radio que haga que toda la circunferencia se encuentre en el semiplano complejo de la derecha con un margen de seguridad conveniente. Lo que constituya un margen de seguridad "conveniente" es una cuestión de criterio de diseño que se debe decidir en cada aplicación diferente de los amplificadores sintonizados. Esta cuestión se estudiará más detalladamente en conexión con los amplificadores multietapa en el Tomo V.

Cuando se deba diseñar un amplificador con conductancias desadaptodas para conseguir un margen conveniente de estabilidad será importante tener cierta idea estimativa de la ganancia que se sacrifica en el proceso.

Si se diseña un amplificador de manera que tenga una ganancia mucho mayor que la máxima ganancia unilateral, Ec. 8.53, por las razones indicadas anteriormente sobre el comportamiento del amplificador, éste llegará a ser bastante sensible a pequeñas variaciones de los parámetros del circuito. En consecuencia, tomamos la Ec. 8.53, que depende solamente de los parámetros del transistor, como una indicación de la ganancia máxima que se puede obtener de un amplificador que sea fiable. Así pues, para estimar la ganancia sacrificada por desadaptación, formamos la razón de la ganancia con desadaptación, Ec. 8.55, a la ganancia en condiciones de adaptación unilateral, Ec. 8.53.

$$\frac{A_p(\omega_0)}{A_p(\omega_0)\Big|_{\substack{G=g_{oe}\\ y_{re}=0}}} = \frac{4m}{(1+m)^2 - \mathrm{Re}\left[\dfrac{y_{fe}y_{re}(1+m)}{g_{ie}g_{oe}}\right]} \tag{8.57}$$

8.5.3 *Ejemplo ilustrativo*

Aclaremos algunas de estas ideas calculando las relaciones de potencia del amplificador estudiado en la Sec. 8.1.1. Recordemos que a la frecuencia central de 480 kHz, los parámetros del transistor en milimho son

$$y_{ie} = 1{,}0 + j0{,}2 \qquad y_{re} = -j0{.}03$$
$$y_{fe} = 50 \qquad y_{oe} = 0{.}15 + j0{,}15$$

De la Ec. 8.53, la máxima ganancia unilateral de este transistor es

$$A_p(\omega_0)\Big|_{\substack{G=g_{oe}\\ y_{re}=0}} = \frac{50^2}{(4)(1{,}0)(0{,}15)} = 4170 = 36\,\mathrm{db}$$

En principio, si el transistor estuviera completamente neutralizado y si la conductancia de carga estuviera adaptada a g_{oe}, el amplificador podría proporcionar toda esta ganancia.

El factor de desadaptación de este amplificador es

$$m = \frac{G}{g_{oe}} = \frac{1}{0{,}15} = 6{,}67$$

A partir del ejemplo estudiado en la Sec. 8.3.5 se puede ver que si adaptamos las conductancias para hacer $m = 1$, este amplificador será inestable para ciertas admitancias de generador. No obstante, con $m = 6{,}67$ el amplificador es incondionalmente estable con bastante margen de se-

guridad (ver la Fig. 8.12). Estimamos que el sacrificio de ganancia debido a la desadaptación es, según la Ec. 8.57,

$$\frac{(4)(6.67)}{(7.67)^2} = 0.45$$

Así pues, la ganancia real de potencial a $\omega = \omega_0$ es

$$G_p(\omega_0) = (4170)(0.45) \cong 1900 \cong 33 \text{ db}$$

8.5.4 *Caso en el que el transistor sea incondicionalmente estable*

Si el transistor funciona en un dominio de frecuencias en el que es incondicionalmente estable (ver la Sec. 8.3.4), es posible ajustar la conductancia de carga para obtener la máxima ganancia de potencia sin obtener nunca un amplificador inestable. En este caso, sin embargo, la ganancia es una función complicada de G (ver la Ec. 8.55) y determinar el valor de G correspondiente a la máxima ganancia de potencia no es sencillo. No obstante, se deduce que $G = g_{oe}$ está a menos de 3 db del verdadero valor máximo,* y con este ajuste la Ec. 8.55 conduce a

$$A_p(\omega_0)\,|_{G=g_{oe}} = \frac{|y_{fe}|^2}{4g_{ie}g_{oe} - 2\text{Re}\,[y_{fe}y_{re}]} \tag{8.58}$$

8.5.5 *Frecuencia máxima de funcionamiento*

A pesar de que los parámetros admitancia del transistor se pueden tratar como constantes en la estrecha banda pasante del amplificador sintonizado, en general son funciones de la frecuencia. Se deduce que cuando aumenta la frecuencia central de la banda pasante, los parámetros varían de tal manera que la ganancia que se puede obtener disminuye. Por consiguiente, esto tiene importancia para determinar la frecuencia máxima a la que no es ya posible obtener ninguna ganancia de potencia en absoluto. Con este propósito encontramos primero los parámetros y en función de la frecuencia a partir del modelo híbrido-π completo con las capacidades extrínsecas, Fig. 8.16. Los datos de la Fig. 3.16 justifican claramente este procedimiento. Por inspección se pueden calcular de este modelo los parámetros admitancia del transistor en condiciones de funcio-

* Linvill: *loc. cit.*

namiento sinusoidales a frecuencias muy elevadas, si suponemos que r_x y r_π son las dos mucho mayores que $1/\omega\, C_\mu$. Entonces

$$g_{ie} \cong 1/r_x \tag{8.59}$$

$$g_{oe} \cong g_m \frac{C_\mu}{C_\pi + C_\mu} = \omega_T C_\mu \tag{8.60}$$

$$y_{re} = -\left[\frac{C_\mu g_x}{(C_\pi + C_\mu)} + j\omega C_{bc}\right] \tag{8.61}$$

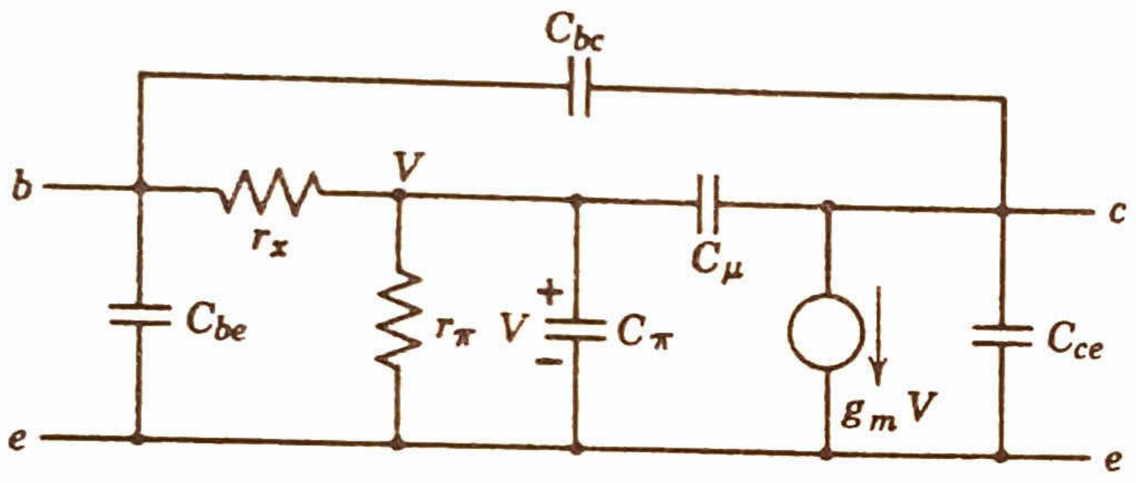


Fig. 8.16. Modelo híbrido-π. Para ω cercano a ω_T, se puede despreciar r_π.

Finalmente, despreciando las corrientes directas a través de C_μ y C_{bc} frente a $g_m V$

$$y_{fe} \cong g_m \frac{1}{r_x} \frac{1}{j\omega(C_\pi + C_\mu)} = \frac{\omega_T}{j\omega r_x} \tag{8.62}$$

Cuando la pulsación central ω_0 de la banda pasante del amplificador sintonizado se encuentra entre las pulsaciones muy elevadas donde son aplicables las Ecs. 8.59 a 8.62, entonces la Ec. 8.53 correspondiente a la máxima ganancia unilateral conduce a

$$A_p(\omega_0)\Big|_{\substack{G=g_{oe}\\ y_{re}=0}} = \frac{(\omega_T/\omega_0 r_x)^2}{4\omega_T C_\mu / r_x} = \frac{\omega_T}{4\omega_0^2 r_x C_\mu} \tag{8.63}$$

A continuación calculamos la ganancia para $G = g_{oe}$, pero sin neutralización, utilizando la Ec. 8.58, tomando como base que el transistor sea incondicionalmente estable en este dominio de frecuencias. De las ecuaciones 8.61 y 8.62,

$$\text{Re}\,[y_{fe} y_{re}] = \frac{-\omega_T C_{bc}}{r_x} \tag{8.64}$$

Puesto que esta expresión es negativa, la ganancia de potencia de la Ec. 8.58 tiene que ser menor que la máxima ganancia unilateral, Ec. 8.63. En consecuencia, la Ec. 8.63 representa la máxima ganancia que se puede obtener a estas frecuencias. Por consiguiente, la pulsación central a la cual la ganancia en la Ec. 8.63 es igual a la unidad, designada por ω_{max}, es,

$$\omega_{max} = \sqrt{\omega_T/4r_xC_\mu} \tag{8.65}$$

Algunas veces se emplea la pulsación ω_{max} como factor de mérito de los transistores; generalmente está próxima a ω_T.

De las Ecs. 8.63 y 8.65 se desprende que la máxima ganancia unilateral se puede escribir en la forma $\omega^2_{max}/\omega_0^2$ en el dominio de altas frecuencias en el que son aplicables el modelo de la Fig. 8.16 y nuestras otras aproximaciones. Así pues la máxima ganancia unilateral aumenta como $1/\omega_0^2$ cuando la pulsación central ω_0 se reduce por debajo de ω_{max}, dentro del dominio de validez de nuestras aproximaciones.

PROBLEMAS

P8.1 Un amplificador sintonizado de banda estrecha que tiene la forma indicada en la Fig. 8.2 tiene que funcionar a la frecuencia central de 50 MHz con $V_{CE} = 10$ V e $I_C = 1$ mA. Los parámetros admitancia del transistor vienen dados por las curvas de la Fig. 3.16. La señal de entrada se obtiene de un generador de baja impedancia que se puede tratar como un generador de tensión, y la salida del amplificador se tiene que suministrar a una resistencia de carga $R = 1/G = 250\ \Omega$. Se tiene que diseñar el amplificador para la frecuencia central especificada precedentemente y para una anchura de banda de potencia mitad de 5 MHz.

(*a*) Obtener los parámetros y a partir de las curvas de la Fig. 3.16 y determinar las capacidades de los condensadores C_{ie} y C_{oe} asociados a ellos a la frecuencia de 50 MHz. Determinar también las capacidades de C'_{ie} y C'_{oe} definidas según las Ecs. 8.2 y 8.4.

(*b*) Determinar los valores de la capacidad y la inductancia de sintonización que se deben conectar a la salida del transistor para obtener la frecuencia central y la anchura de banda especificadas anteriormente, y determinar la ganancia de tensión en la resonancia, $|V_2/V_1| = A_0$.

(*c*) Suponer ahora que se conecta al amplificador un nuevo generador de señal que tenga una resistencia interna $R_s = 1/G_s = 150\ \Omega$. Determinar la nueva frecuencia central y la anchura de banda de potencia mitad en MHz. Sugerencia: Convertir el generador de señal en generador de intensidad en paralelo con G_s, agrupar G_s con g_{ie}, y encontrar un circuito equivalente de Norton en la salida, como en la Fig. 8.5*b*.

P8.2 A la pulsación ω_1 los parámetros del transistor y la carga en la Fig. 8.17 son:

$y_{ie} = 1$ milimho $\qquad y_{fe} = 5\underline{/-\pi/4}$ milimho

$-y_{re} = 0.1\ \underline{/\pi/2}$ milimho $\qquad Y_L + y_{oe} = \dfrac{\sqrt{2}}{10}\ \underline{/-\pi/2}$ milimho

(carga inductiva)

(*a*) Determinar la admitancia de entrada del amplificador $Y_1 = I_1/V_1$ a la pulsación ω_1.

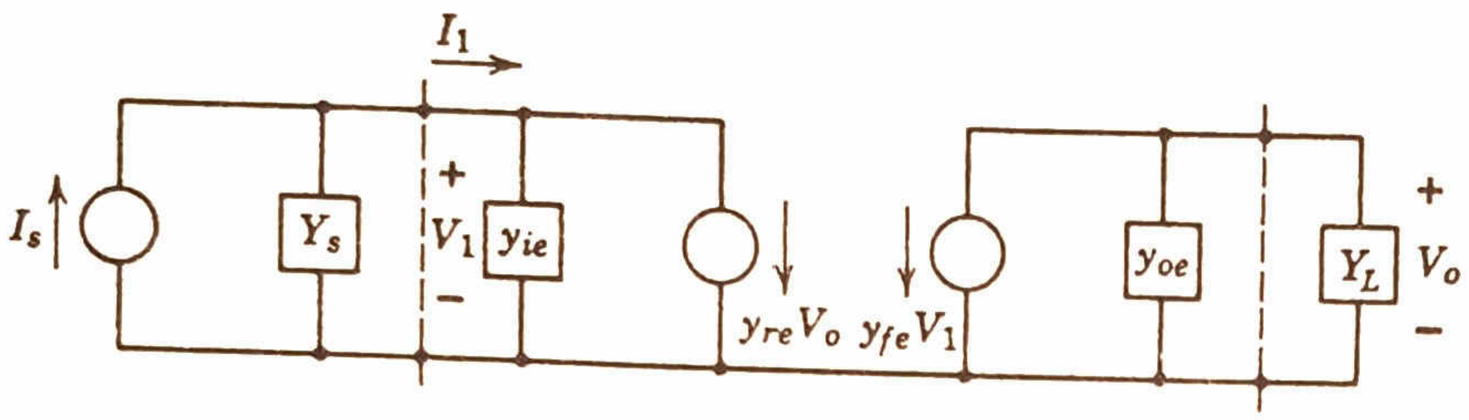


Fig. 8.17.

(*b*) Establecer la condición en Y_s que asegure la estabilidad del amplificador, y determinar la gama de valores de Y_s para los cuales el amplificador sea estable a ω_1.

P8.3 Cierto amplificador sintonizado tiene su frecuencia central a 50 MHz, y utiliza un transistor cuyos parámetros admitancia vienen dados por la Fig. 3.16 con $V_{CE} = 10$ V e $I_C = 1$ mA. La resistencia de carga es $R = 1/G = 250\ \Omega$, y la señal de entrada se obtiene de un generador de alta impedancia que se puede tratar como un generador de intensidad, $Y_s = 0$.

(*a*) Obtener los parámetros admitancia a partir de la Fig. 3.16 e investigar los posibles problemas de estabilidad empleando las desigualdades 8.39 y 8.40. Comentar las posibilidades de inestabilidad.

(*b*) Determinar las dimensiones del diagrama de admitancias para Y_D (Fig. 8.10). Representar el diagrama de admitancias aproximadamente a escala, y mostrar sus dimensiones. Indicar la parte del diagrama correspondiente a la banda pasante del amplificador, e indicar la pulsación ω_0.

(*c*) A partir del diagrama del apartado (*b*) estimar el máximo y mínimo $|Y_D|$ de la banda pasante.

P8.4 Un amplificador sintonizado neutralizado que funciona a la frecuencia central de 480 kHz tiene la forma indicada en la Fig. 8.14 con $a = 2$ y $G' = 0{,}25$ milimho. Los parámetros del transistor a la frecuencia central se dan a continuación.

parámetro y	g	C	C'
y_{ie}	1 mmho	67 pF	50 pF
y_{fe}	50	0	0
y_{re}	0	−10	−10
y_{oe}	0,15	50	25

(*a*) ¿Qué valor de C_n se necesita para neutralizar completamente el transistor?

(*b*) En la línea de producción, C_{re} puede variar tanto como ± 5 pF alrededor del valor nominal de -10 pF. Nótese que como y_{re} es esencialmente capacitiva, C_{re} y C'_{re} tienen el mismo valor. Suponiendo que $G_s = 0$ y que C_n tenga el valor del apartado (*a*), representar el diagrama de admitancias para Y_D (Fig. 8.11) para los dos casos extremos y para el caso en que C_{re} tenga el valor nominal. Nótese que puesto que y_{re} es puramente imaginaria, C_n no afecta a las partes reales de los parámetros y.

P8.5 Se debe utilizar el transistor del problema P8.4 en un amplificador como el que se indica en la Fig. 8.15 con una frecuencia central de 480 kHz. Los parámetros

del transistor a esta frecuencia vienen dados en el P8.4. Para proporcionar un buen margen de estabilidad y obtener poca interacción entre los circuitos de entrada y salida, se debe elegir la conductancia G de manera que G_p (Fig. 8.10) no varíe más que ± 20 % a lo largo de la banda pasante del amplificador. El generador de señal a la entrada se puede tratar como generador de intensidad.

(a) Determinar el valor mínimo de G que se puede utilizar para verificar la especificación dada. Sugerencia: representar el lugar geométrico de la admitancia correspondiente a Y_p.

(b) Para la conductancia del apartado (a), encontrar el factor de desadaptación m, la máxima ganancia unilateralizada de potencia y la ganancia de potencia, Ec. 8.55.

P8.6 Al calcular la estabilidad del amplificador de la Sec. 8.3.3 supusimos por conveniencia que $C'_{ic} = 0$. Por medio de la Fig. 8.10 mostrar el efecto de la inclusión de C'_{ic} en los cálculos de la estabilidad.